KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A Radio

ROČNÍK IX/2004. ČÍSLO 4

Amatérské RADIO

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK LIII/2004. ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

Konstrukční elektronika A Radio

Vydavatel: **AMARO spol. s r. o.**

Redakce: Šéfredaktor: ing. Josef Kellner, redaktor: ing. Miloš Munzar, CSc., sekretariát: Eva Kelárková.

Redakce: Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: 2 57 31 73 11, tel./fax: 2 57 31 73 10, sekretariát: 2 57 32 11 09, l. 268.

Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 36 Kč.

Rozšiřuje První novinová společnost a. s. a soukromí distributoři.

Předplatné v ČR zajišťuje **Amaro** spol. s r. o. - Hana Merglová (Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: 2 57 31 73 12; tel./fax: 2 57 31 73 13). Distribuci pro předplatitele také provádí v zastoupení vydavatele spol. Mediaservis s. r. o., Abocentrum, Moravské náměstí 12D, P. O. BOX 351, 659 51 Brno; tel: 5 4123 3232; fax: 5 4161 6160; abocentrum@mediaservis.cz; www.mediaservis.cz; reklamace - tel.: 800 800 890.

Objednávky a predplatné v Slovenskej republike vybavuje Magnet-Press Slovakia s. r. o., Šustekova 10, 851 04 Bratislava - Petržalka; korešpondencia P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3; tel./fax (02) 67 20 19 31-33 - predplatné, (02) 67 20 19 21-22 - časopisy; email: predplatne@press.sk.

Podávání novinových zásilek povoleno Českou poštou - ředitelstvím OZ Praha (č.j. nov 6005/96 ze dne 9. 1. 1996).

Inzerci přijímá redakce - Michaela Jiráčková, Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: 2 57 31 73 11, tel./fax: 2 57 31 73 10 (3).

Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor (platí i pro inzerci).

Internet: **http://www.aradio.cz**
E-mail: pe@aradio.cz

Nevyžádané rukopisy nevracíme.

ISSN 1211-3557, MK ČR E 7443

Z dějin vědy a techniky

Historie elektřiny a magnetizmu

James Watt

James Watt se narodil 19. 1. 1736 loďaři a obchodníkovi v Greenocku u Glasgowa a měl být jeho nástupcem. Bohužel byl sice mechanicky zručný, ale byl stále nemocný, takže duševně silně zaostával. Školu začal navštěvovat až v patnácti letech a po dvou letech školní lavice, kde jej nic nebavilo, opustil. Jedinou jeho zábavou bylo pozorovat práci řemeslníků v otcově dílně a tam se také naučil pracem s různými materiály. Když mu v osmnácti letech zemřela matka, odstěhoval se k jejím příbuzným do Glasgowa a tam se chtěl vyučit mechanikem, ovšem neměl dobrého učitele.

Jeho schopnosti však neunikly učitelům z tamější univerzity a ti jej poslali s doporučením do Londýna, kde našel učňovské místo u mechanika, který vyráběl velmi přesné přístroje. Práce v dílně jej nesmírně bavila a dílnu téměř neopouštěl, takže během roku získal všechny potřebné znalosti a dovednosti a vrátil se do Glasgowa.

Tam jej ale přijali s nepochopením. Správně totiž tehdy byla učební doba sedmiletá, a tak mu městská rada nepovolila otevřít vlastní mechanickou dílnu. Pomohli mu ale jeho přátelé z univerzity, kteří mu zadali opravu poškozených hvězdářských přístrojů. Odvedená práce byla tak překvapující, že jej univerzita jmenovala univerzitním mechanikem s právem svobodně pracovat.

Pracoval pro univerzitu a některé své přístroje posílal i do otcova obchodu k prodeji. Pak zjistil, že by bylo výhodnější, kdyby si otevřel vlastní obchod. Najal si k tomu společníka a skutečně takový obchod v Glasgowě otevřel.

James Watt měl přítele, který se mu zmínil o tom, že by bylo dobré sestrojit nějaký vůz poháněný parním strojem. Tehdy totiž v uhelných dolech již pracovaly primitivní parní stroje k pohonu pump na čerpání vody. Watt se snažil nějakou dobu tuto myšlenku realizovat, ale poněvadž se mu to nedařilo, vrátil se ke své dřívější práci.

Náhoda tomu chtěla, a za několik let později mu přivezli do dílny jeden takový „ohňový stroj“, který byl na škole, k opravě. Ani ta se mu nedařila - především z toho důvodu, že nic o vlastnostech páry nevěděl. Musel tedy vše napřed nastudovat a od té doby se již věnoval pouze parním strojům.

Začal pracovat na vlastní konstrukci parního stroje, který by byl výkonnější a především úspornější, jenže k tomu neměl dostatek finančních prostředků. Navíc jeho společník zemřel, takže Watt musel zavřít obchod a zůstal bez prostředků. Přijal tehdy místo vedoucího inženýra na stavbě Clydského průplavu. Za pomoci majitele nově otevíraných dolů a továren Roebucka, kterého jeho nápad na postavení lepšího parního stroje zaujal, se mu podařilo postavit funkční model a v roce 1769 na něj získal svůj první patent. Roebuck však za financování stavby modelu vyžadoval dvě třetiny z prodeje parních strojů a nutil jej, aby rychle pracoval na jejich stavbě. Watt z obavy, aby mu někdo jeho myšlenku neodcizil, pracoval na výrobě součástek pro parní stroj v dílně na univerzitě. Vlastní parní válec měl dodat ze svých železáren Roebuck, jenže dodaný materiál byl tak nekvalitní, že stroj nefungoval. Watt byl zoufalý a Roebuck navíc zkrachoval.

Wattovi také v té době zemřela manželka, takže měl i osobní problémy. Tehdy zaregistroval Wattovy pokusy továrník na kovové knoflíky a jiné drobnosti Matthew Boulton v Birminghamu, který zatím získával energii k pohonu strojů ve své továrně pomocí vodního kola, a získal jej pro práci ve svém podniku. Podařilo se mu prodloužit platnost patentu a postavil na výrobu parních strojů samostatnou továrnu. To už bylo jasné, že rozhodující částí celého stroje bude parní válec. Ovšem vyvrtat hladkou vnitřní stěnu byl v té době nepřekonatelný problém. Naštěstí se tehdy přišlo na způsob přesného vrtání dělových hlavní a tento způsob bylo možné použít i na parní válec.

Roku 1775 Watt dokončil montáž dvou prvních parních strojů. Jeden použili k pohonu dmychadla u vysoké pece, druhý na čerpání vody v uhelných dolech.

Wattův geniální nápad spočíval v tom, že nechával páru kondenzovat mimo parní válec a tím šetřil mnoho tepelné energie. Jeho stroj měl asi o dvě třetiny větší účinnost než stroje dosavadní a továrna byla objednávkami na nové parní stroje zavalena. Watt ale neustrnul a svůj vynález dále zdokonaloval.

Wattovy stroje měly dvouramenné vahadlo a daly se použít jen tam, kde síla páry mohla působit v jednom směru na přímé dráze. Chtěl sestrojit

stroj s rotačním pohybem. James Pickard přišel s klikovým mechanismem a Watt vymyslel planetový převod - to byl další jeho patent. Dále přišel na to, jak využít k práci obou pohybů pístu ve válci - zrodil se dvojčinný parní stroj, který dával při stejných rozměrech dvojnásobný výkon. Nakonec přišel v roce 1788 na nápad odstředivého regulátoru otáček a to již způsobilo, že jeho stroj byl bezkonkurenční.

Dříve jediný myslitelný pohon - vodní kolo - dostalo následníka, továrny již nebyly vázány na blízkost vodních toků a průmyslová revoluce byla odstartována.

Od Boultonovy firmy odešel v roce 1800. Wattova životní dráha byla plná problémů, neboť řada lidí mu úspěch záviděla a všemožně proti němu brojili. Jeho přítel Joseph Black tehdy prohlásil, že: „Lidské darebáctví je neuvěřitelné."

Watt zemřel 19. srpna 1819 v Heathfieldu v Anglii.

Historie parního stroje

Některé aspekty vzniku parního stroje byly nastíněny již v KE 2/2004. I když je parní stroj nejčastěji spojován se jménem Jamese Watta, měl také mnoho předchůdců od jiných autorů a také mnoho dalších schopných techniků ho dále rozvinulo.

Parní stroj vznikl v Anglii, první dochované patentové spisy, zabývající se „ohňovými stroji", pocházejí z roku 1617, jsou tedy o více než 150 let starší než Wattův jednočinný parní stroj (patent r. 1769).

Anglie byla tehdy průmyslovou i vojenskou velmocí, potřebovala vyrábět více zbraní a tedy i těžit více uhlí. Obrovským problémem však byla spodní voda, pronikající do dolů. Jediné tehdy známé prostředky pro pohon čerpadel bylo vodní kolo a žentour - tedy zvířecí pohon. Nedostatek vodního kola spočíval v potřebě dostatečně velkého vodního zdroje, navíc poblíž dolů. Vydržování koní pro pohon čerpadel také nebyla levná záležitost, protože jich bylo pro jednu šachtu potřeba i několik set. Tak vznikaly myšlenky na využití „síly ohně" při čerpání vody. Proto první parní stroje neměly rotační pohyb hřídele, byly vahadlové a počet pracovních zdvihů byl řádu jednotek za minutu. Navíc se musely obsluhovat ručně (manipulace s ventily).

Pohybujeme se na počátku 18. století. I když se některé stroje dočkaly realizace (např. T. Savery), byly velmi nebezpečné, málo výkonné a málo účinné. Tehdejší řemeslníci totiž nedokázali vyrobit vyhovující kotel. Saveryho čerpadlo neobsahovalo válec s pístem, pozdější stroje pro pohon pump a dále i všechny modernější stroje však pracovní válec měly. Největším problémem se pak stalo přesné zhotovení válce, tedy jeho vyvrtání. Pro zhotovování prvních válců se používala metoda z 14. století, určená původně pro vrtání dělových hlavní.

S kvalitativní změnou přišel až roku 1772 konstruktér parních strojů John Smeaton a nakonec roku 1775 podnikatel a vynálezce John Wilkinson. Tehdy se již dařilo vyrábět válce o průměru skorou dvou metrů s chybou vyvrtávání asi 1 až 2 mm.

Konstrukce těchto větších válců přinesly další komplikace. První stroje totiž měly válec umístěný přímo nad kotlem. To však již při takto zvětšené hmotnosti byl problém, proto se začly válce umisťovat na zděný základ vedle kotle a pára se do nich přiváděla potrubím.

V roce 1718 se mechaniku Henry Beigtonovi podařilo zautomatizovat rozvod páry, odpadla tedy nutnost obsluhovat jednotlivé ventily. To umožnilo mj. zvětšit počet pracovních zdvihů a snížit spotřebu paliva.

První parní stroje byly stroje atmosférické, s jejich koncepcí přišel T. Newcomen na počátku 18. století. Protože však Savery měl tehdy patentován svůj podstatně méně dokonalý stroj všeobecně znějícím patentem, musel se Saverym uzavřít dosti nevýhodnou smlouvu. Šlo, jak jinak, o peníze.

Práci tohoto atmosférického stroje vykonával amosférický tlak, pára sloužila jen jako prostředek pro vyvození vakua. To odpovídalo i konstruci stroje - pro pohon pístových pump. Tyto první atmosférické stroje fungovaly tak, že se do válce napustila pára, píst se vysunul do horní úvratě a vahadlo, na jehož druhém konci byla připojena pístová pumpa, se naklonilo „doleva". Pak se válec zvenku ochladil studenou vodou (měl dutý plášť), nebo později vodou, vstříknutou přímo do válce (to šetřilo energii, protože plášť válce se tolik neochladil). Tím bylo kondenzací páry vyvozeno vakuum a atmosférický tlak vtlačil píst do válce. Přes vahadlo byla takto vytahována pístová pumpa.

Zajímavá zmínka o atmosférickém parním stroji pochází z roku 1764 z Altaje, kdy měl být velký stroj použit hutním mistrem Ivanem Polzunovem pro pohon dmýchacích měchů v hutích.

Pak přichází se svými myšlenkami James Watt. Do konstrukce stroje vnesl několik výrazných zlepšení. Prvním z nich byla kondenzace páry mimo válec, v kondenzátoru. Roku 1784 přišel Watt s dvojčinným strojem, který využíval pro konání práce obě části válce okolo pístu (nad i pod pístem) a který měl při stejné velikosti dvojnásobný výkon. Tyto stroje byly samozřejmě již konstrukčně složitější a tedy i dražší. Jejich výroba byla umožněna i rozvojem strojírenství, které bylo schopno produkovat kvalitnější a levnější kovové součásti.

Nedostatek energie pro pohon výrobních strojů se však začal projevovat i v továrnách. Ty byly závislé převážně na vodním pohonu. Proto se Watt snažil upravit svůj stroj tak, aby místo pohybu vahadla vyvozoval pohyb rotační. Dvojčinný stroj spňoval lépe i podmínku rovnoměrného průběhu kroutícího momentu, což bylo pro řadu strojů (např. v textilním průmyslu) nezbytné.

Roku 1780 Wattovi znepříjemnil život Birminghamský knoflíkař James Pickard, který si nechal patentovat všeobecně známý klikový převod. To totiž nikoho předtím nenapadlo. Takže Watt (pokud nechtěl přijmout Pickardovy podmínky) musel klikový převod nahradit jiným. Proto používal u svých strojů místo klikového mechanismu planetové soukolí.

U dvojčinných strojů Watt také používal další ze svých vynálezů - odstředivý regulátor otáček - napojený na škrticí klapku v potrubí pro přívod páry.

James Watt spolu s Williamem Murdockem také obratně využívali svých patentových práv. Murdockovi se podařilo prodloužit platnost Wattových patentů až do roku 1800, což vlastně pro firmu Boulton&Watt znamenalo dlouhodobý monopol na výrobu parních strojů. Ostatní technici tak nemohli využívat např. kondenzátor, odstředivý regulátor atd.

Parní stroj byl takto doveden do stadia spolehlivé použitelnosti, bylo však dále co zlepšovat. Obzvlášť po roce 1800, kdy pominula platnost Wattových patentů, došlo k dalšímu rozvoji parního stroje.

Konstruktér Richard Trevithick sestrojil přetlakový stroj s přetlakem páry 350 kPa. Wattovy stroje pracovaly pouze s mírným přetlakem, což byla jejich nevýhoda. Trevithick dále vylepšil parní kotel (válcový kotel, vlastně předchůdce trubkových kotlů) a zavedl celou řadu dalších zlepšení - ohřev napájecí vody výfukovou párou, výfuk páry do komína za účelem zvětšení tahu atd. Jeho stroj byl první dostatečně malý a výkonný, aby mohl být použit ve vozidle, a tak později vznikaly parní lokomotivy, traktory atd.

I přesto, že byl parní stroj neustále zdokonalován, vyžádal si technický pokrok vznik dalších pohonných zařízení. Ve Francii se spíše používaly vodní turbíny, pro pohon elektrických generátorů byla sestrojena parní turbína a spalovací motor. Přesto se parní stroj udržel v provozu až do druhé poloviny 20. století a na některých místech ještě pracuje dodnes.

Literatura

[1] *Lilley, S.:* Stroje a lidé v dějinách. Orbis, Praha 1973.

[2] *Ducasse, O.:* Historie des techniques. Paris 1974.

[3] *Feldhaus, F. M.:* Die Technik der Vorzeit der geschichtlichen Zeit und der Naturvölker. München 1965.

[4] *Sworykin, A. A.:* Geschichte der Technik. Leipzig 1964.

[5] *Lenard, P.:* Velcí přírodozpytci. Orbis, Praha 1943

QX, HYN

PRAKTICKÉ KONSTRUKCE Z VF TECHNIKY

Ing. Jiří Vlček

Vysokofrekvenční technika zaznamenala v současné době velký rozvoj, který souvisí s obrovským pokrokem v informačních technologiích. Ten si vynutil používání stále vyšších kmitočtů a větších rychlostí přenosu informací. S tím se rychle rozvíjí i součástková základna pro vf techniku. Přesto je pro amatéry činnost v této oblasti velmi problematická. Na Internetu si sice můžeme najít široký sortiment mikrovlnných integrovaných obvodů, většinu z nich však v maloobchodě nenajdeme. Dodavatelské firmy je většinou nerady dovážejí v kusovém množství. Minimální objednané množství bývá často 100 až 1000 kusů.

Bez měřicích přístrojů se v této oblasti pracovat nedá. Nejlepším pomocníkem je spektrální analyzátor, jeho cena je však statisíce korun.

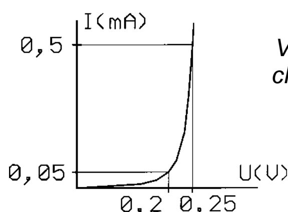
Pro zájemce o vf techniku jsem se pokusil o návrh jednoduchých přístrojů: vf detekční sondy, generátoru, rychlé děličky a čítače kmitočtu. Snažil jsem se, aby jejich zhotovení bylo v silách průměrně šikovného radioamatéra, který má alespoň občas možnost se dostat k profesionálním vf přístrojům a podle nich si své přístroje oživit a nastavit.

V dále uvedených konstrukcích jsem vycházel z požadavku dostupnosti součástek v maloobchodě, jejich rozumné ceny, možnosti ručního zapájení (aby u součástek SMD nebyla rozteč vývodů menší než 1,27 mm), možnosti zhotovení desky s plošnými spoji (DPS) poloamatérským způsobem (fotocestou, jednostranný nebo dvoustranný spoj bez prokovených děr, spodní strana souvislá měděná fólie, bez nepájivé masky), požadavku na co nejjednodušší zapojení a na jednoduchou mechanickou konstrukci. Za těchto podmínek ovšem nelze dosáhnout špičkových parametrů a vysokého komfortu obsluhy. Lze ale postavit přístroj, který bude užitečný při amatérské činnosti.

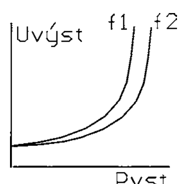
Detektory vf signálu

Úkolem detektoru vf signálu je usměrnit vf signál a získat tak stejnosměrné napětí, jehož velikost je závislá na síle (napětí, výkonu) vf signálu. Ss napětí pak lze dále zpracovávat a na základě jeho velikosti měřit vf výkon, regulovat citlivost přijímače, regulovat vysílaný výkon vysílače apod.

K usměrňování se nejčastěji používá vf Schottkyho dioda, která se vyznačuje malou kapacitou, krátkou zotavovací dobou a nízkým prahovým napětím (0,15 až 0,2 V). Typická voltampérová charakteristika takové Schottkyho diody je na obr. 1. Usměrněné napětí se filtruje kondenzátorem, ke kterému je paralelně připojen vybíjecí rezistor.



Obr. 1. Voltampérová charakteristika detekční Schottkyho diody



Obr. 2. Závislost detekovaného napětí na vstupním výkonu ($f_1 > f_2$)

Závislost usměrněného napětí $U_{výst}$ na napětí (resp. výkonu P_{vst}) vstupního signálu je nelineární (pro menší napětí je přibližně kvadratická) - viz obr. 2. Na obr. 2 je též vyjádřena další vlastnost detektoru - a to, že na vyšších kmitočtech je při stejné síle vf signálu usměrněné napětí $U_{výst}$ menší. Je to způsobeno především kapacitou usměrňovací diody.

Průběh na obr. 2 odpovídá detektoru s předpětím - při nulovém výkonu P_{vst} vstupního vf signálu je výstupní ss napětí $U_{výst}$ nenulové.

U **pasivních detektorů** je citlivost omezena velikostí prahového napětí usměrňovací diody. Můžeme je proto používat pouze pro detekci větších výkonů. Jejich nevýhodou je nelinearita, výhodou, že nepotřebují napájení.

Pasivní detektor získáme, když v obvodu na obr. 3 přímo uzemníme horní vývod rezistoru R3 a vynecháme součástky D1b, R2, D2 a R5.

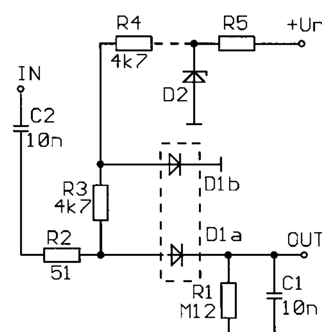
Tento typ detektoru je použitelný až pro výkon 15 až 20 dBm (tj. asi 40 až 100 mW na zátěži 50 Ω), pro většinu běžných aplikací (kde se úroveň výkonu pohybuje okolo 0 dBm) nikoliv.

Detektor s předpětím (viz obr. 3) má větší citlivost a uplatní se i při menších velikostech měřeného výkonu. Vyžaduje ale pomocné stejnosměrné napájecí napětí.

Jednoduchá vf detekční sonda

Vf detekční sonda, která obsahuje detektor s předpětím a jejíž zapojení je na obr. 3, umožňuje amatérsky měřit velikost napětí (resp. výkonu) vf signálu. Je jednoduchým a levným doplňkem digitálního multimetru.

Sondu je možné přímo bez propojovacího kabelu připojit paralelně k měřenému obvodu Přesnost takového měření není příliš velká. Např. připojíme-li sondu k mikropáskovému vedení, změní se impedanční poměry a vznikne stojaté vlnění, takže na různých místech vedení naměříme různé velikosti výkonu (kmitny a uzly).



Obr. 3. Jednoduchá vf detekční sonda

Tab. 1. Převodní charakteristika jednoduché vf detekční sondy z obr. 3 na kmitočtu 100 MHz

Vstupní výkon P_{vst} [dBm]	-30	-24	-20	-17	-14	-10	-7	-4	0	+3	+6	+10	+13
$U_{výst}$ [mV]	151	158	166	183	208	252	319	415	553	821	1099	1710	2310

Vf sonda je stejnosměrně oddělena od měřeného obvodu kondenzátorem C2 a proti přetížení je chráněna rezistorem R2, který také poněkud zlepšuje i impedanční přizpůsobení. Je třeba si uvědomit, že závěrné napětí použitých Schottkyho diod D1a a D1b je okolo 3 V. Pro větší měřené výkony by proto bylo nutné předřadit atenuátor (útlumový článek) - viz další zapojení na obr. 6.

Stejnosměrné předpětí pro usměrňovací diodu D1a stabilizuje pomocná dioda D1b. Obě diody mají stejnou teplotní závislost napětí v propustném směru a obě diody mají shodnou provozní teplotu. Proto je teplotní závislost detekovaného napětí poměrně malá. Pracovní body obou diod však nejsou shodné.

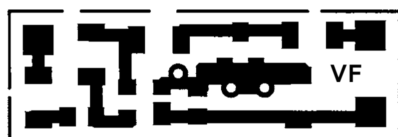
Dioda D1b je napájena přes předřadný rezistor R4 z vnějšího zdroje ss napětí U_n . Rezistorem R4 by měl téci proud asi 0,5 mA, tato velikost však není kritická, může to být i méně. Na pomocné diodě D1b je napětí asi 260 mV.

Pokud není napětí U_n stabilizováno, je vhodné mezi zdroj U_n a R4 vložit stabilizátor se Zenerovou diodou D2 a předřadným rezistorem R5. Zenerovo napětí D2 postačí 2 až 3 V. Jako D2 můžeme použít i LED, která bude současně indikovat zapnutí sondy.

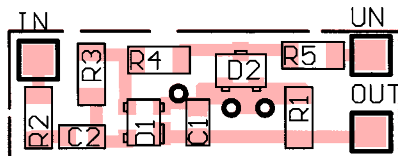
Odpor rezistoru R3 volíme dostatečně velký, aby měřený obvod nebyl zbytečně zatěžován, ale takový, aby detekční dioda D1a byla trochu „předepnuta". V klidovém stavu bez signálu je na D1a ss napětí okolo 150 mV, teče jí tedy proud 0,02 mA.

Kapacity kondenzátorů C1 a C2 volíme kompromisně s ohledem na používaný kmitočet. Kondenzátor s příliš velkou kapacitou je zbytečně rozměrný a má zbytečně velkou parazitní sériovou indukčnost, malá kapacita kondenzátoru zase omezuje přenos nízkých kmitočtů.

Výstupní ss napětí můžeme měřit libovolným měřicím přístrojem, podmínkou je jeho dostatečný vstupní odpor. S tím však nyní již nejsou problémy, téměř všechny digitální multimetry mají vstupní odpor řádu MΩ.



Obr. 4. Obrazec spojů jednoduché vf detekční sondy (měř.: 2 : 1). Na spodní straně desky je souvislá měděná fólie



Obr. 5. Rozmístění součástek na desce jednoduché vf detekční sondy

Velikost pomocného napětí U_n (pokud není zapojen stabilizátor se součástkami D2 a R5) trochu ovlivňuje výsledek měření (při změně U_n z 1 na 3 V se naměřená hodnota změní asi o 10 %).

Detektor je zkonstruován technologií SMT. Všechny součástky jsou připájené na malé destičce s dvoustrannými plošnými spoji.

Obrazec spojů na straně součástek (i pájení) je na obr. 4, rozmístění součástek na desce je na obr. 5.

Měděná fólie na druhé straně desky je neodleptaná a slouží jako zemní rovina. Zemní spoj na straně součástek je spojen se zemní rovinou třemi propojkami, procházejícími vyznačenými děrami.

K pájení musíme použít dobře uzemněnou mikropáječku a pracoviště musí být chráněno před statickou elektřinou, protože použitý typ Schottkyho diod je na statickou elektřinu zvlášť citlivý a velmi snadno se zničí.

Zapojenou desku detektoru zapájíme (prostřednictvím měděné fólie zemní roviny) do malé stínicí krabičky z pocínovaného plechu.

Ke vstupu (IN) detektoru připájíme střední vývod vf souosého konektoru (zásuvky BNC, SMA apod.). Vnější plášť konektoru připájíme ke krabičce.

Na výstupní stranu detektoru připájíme dva dvoužilové kablíky. Jedním přivádíme do detektoru pomocné napětí U_n (mezi pájecí body UN a ZEM), druhým vedeme z pájecích bodů OUT a ZEM výstupní ss napětí $U_{výst}$ do vnějšího digitálního multimetru.

Detektor z obr. 3 je určen pro orientační měření výkonu. Protikusem konektoru s připájenými krátkými drátky připojujeme detektor přímo do měřeného obvodu bez propojovacího kabelu, který by mohl zhoršit impedanční přizpůsobení, způsobit stojaté vlnění a tím i nejednoznačnost měření.

Pomocí konektoru můžeme k detekční sondě snadno předřadit útlumový článek (např. -10 nebo -20 dB/50 Ω), který definuje vstupní impedanci sondy (50 Ω) a dovolí připojovat měřené zařízení koaxiálním kabelem o shodném vlnovém odporu (50 Ω). Daní je zmenšená citlivost detektoru, na druhé straně je však možné měřit větší napětí (výkon).

Změřená převodní charakteristika detektoru při kmitočtu f = 100 MHz (tj. závislost jeho výstupního ss napětí $U_{výst}$ na vstupním vf výkonu P_{vst}) je uvedena v tab. 1. Výkonem 0 dBm je myšlen výkon 1 mW na odporu 50 Ω.

Jak vidíme, závislost výstupního napětí detektoru na vstupním výkonu je přibližně kvadratická. Hodnoty v tab. 1 platí pro odpor rezistoru R1 uvedený ve schématu (120 kΩ). Odpor tohoto vybíjecího rezistoru nesmí být příliš velký - měl by být výrazně menší než vstupní odpor digitálního multimetru. Při zmenšování odporu *R1* se bude zmenšovat výstupní napětí, to však ale není na závadu.

Závislost výstupního ss napětí na kmitočtu vstupního vf signálu není příliš velká. Na kmitočtu 2 GHz poklesne výstupní napětí asi o 10 % oproti kmitočtu 100 MHz. Pokles je způsoben především kapacitou detekční diody.

Výhodou tohoto detektoru je jeho nízká cena a jednoduchá konstrukce, nevýhodou je malý komfort obsluhy (velikost měřeného napětí nebo výkonu je nutné určovat z údaje multimetru pomocí tab. 1 nebo lépe pomocí grafu, který si z hodnot v tab. 1 sestrojíme.

Seznam součástek

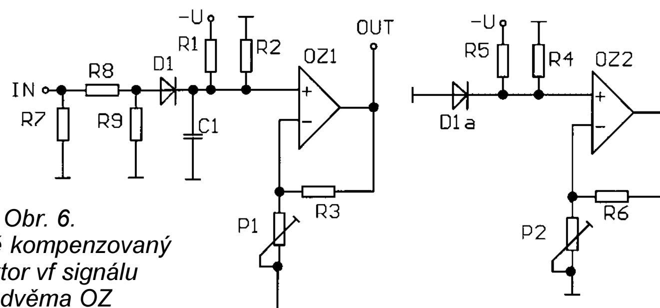
R1	120 kΩ, SMD, 1206
R2	51 Ω, SMD, 1206
R3, R4	4,7 kΩ, SMD, 1206
C1, C2	10 nF, SMD, 0805
D1	HSMS-2825 (SOT23)
D2, R5	viz text

deska s plošnými spoji č. VF

Přesné detektory

V profesionálních zařízeních se detekované napětí zesiluje operačním zesilovačem (OZ) a přivádí se do převodníku A/D k dalšímu zpracování, zpravidla pomocí mikroprocesoru (kvůli zobrazení na displeji, optimálnímu nastavení vysílaného výkonu apod.).

Použité detektory musí pracovat se slušnou přesností (s chybou maximál-



Obr. 6. Teplotně kompenzovaný detektor vf signálu se dvěma OZ

Tab. 2. Odpory rezistorů útlumového článku Π s vlnovým odporem 50 Ω z obr. 6

Útlum [dB]	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R7, R9 [Ω]	869,5	436,2	292,4	220,9	178,5	150,5	130,7	116,15	105,0	96,25
R8 [Ω]	5,77	11,61	17,61	23,85	30,40	37,35	44,80	52,84	61,60	71,15

ně do 1 dB v rozsahu teplot od -25 do +60 °C). Princip takových zapojení si nyní ukážeme.

Na obr. 6 je zapojení **teplotně kompenzovaného detektoru vf signálu se dvěma OZ**. K „předepínání" detekční a kompenzační diody je kvůli lepšímu impedančnímu přizpůsobení výhodněji použito záporné napětí.

Detekční dioda D1 pracuje se záporným předpětím (které je z vnějšího pomocného napětí *-U* vytvářeno odporovým děličem s rezistory R1 a R2), aby její anoda mohla být na nulovém potenciálu. Na katodě D1 je napětí přibližně -180 mV.

Kompenzační obvod s diodou D1a musí být shodný s obvodem detekčním (odpory rezistorů R5 a R4 musí být shodné s odpory rezistorů R1 a R2), aby diodami D1 i D1a tekl stejný proud. Pro pomocné napětí *-U* = -5 V bude např. *R1* = *R5* = 330 kΩ a *R2* = = *R4* = 120 kΩ.

Trimrem P1 se nastavuje zisk OZ1 a tím i citlivost detektoru, trimrem P2 nulové napětí na výstupu detektoru v režimu naprázdno. Nastavení obou trimrů však na sobě navzájem závisí. Trimry proto musíme současně nastavovat minimálně nadvakrát.

Trimry po nastavení odpájíme, změříme jejich odpory a nahradíme je pevnými rezistory. Trimry totiž mají oproti rezistorům mnohem menší spolehlivost, časovou stálost a odolnost proti vlhkosti a otřesům.

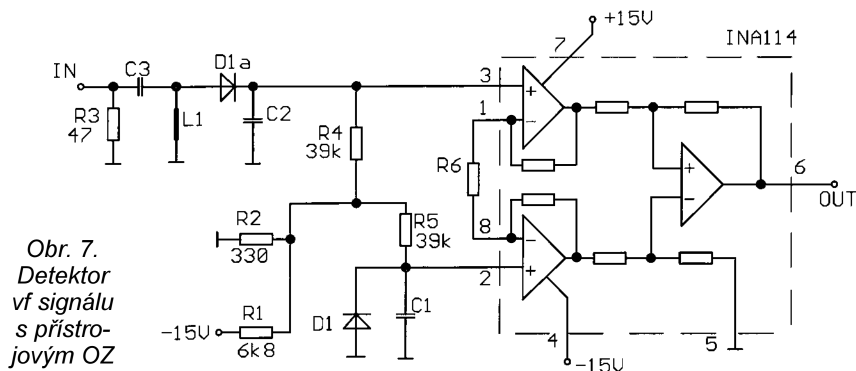
Detektor z obr. 6 pracuje spolehlivě až do kmitočtu 2 GHz. Odpory rezistorů, které určují zisk OZ, volíme podle požadované citlivosti detektoru.

Kvůli dobrému impedančnímu přizpůsobení je před detektor zařazen odporový útlumový článek (atenuátor) ve tvaru článku Π s rezistory R7 až R9. Odpory rezistorů R7 až R9 pro vlnovou impedanci útlumového článku 50 Ω jsou uvedeny v tab. 2. Vypočtené hodnoty odporů v tabulce samozřejmě zaokrouhlíme na nejbližší vyráběné velikosti.

Útlumový článek je potřebný především na vyšších kmitočtech, na nichž nepřizpůsobením impedance vzniká stojaté vlnění, které rozvlní kmitočtovou charakteristiku obvodu. Např. útlumový článek -3 dB potlačí stojaté vlnění o 6 dB, tedy dvojnásobně (potlačuje přímu i odraženou vlnu).

V zapojení přesného detektoru můžeme s výhodou použít **přístrojový operační zesilovač**, který zesiluje rozdíl napětí mezi výstupem detektoru s diodou D1a a výstupem kompenzačního obvodu s diodou D1.

Schéma takového detektoru je na obr. 7. V detektoru je použit jeden integrovaný přístrojový OZ typu INA114. Podobné zapojení můžeme samozřejmě složit ze tří běžných OZ.



Obr. 7. Detektor vf signálu s přístrojovým OZ

Citlivost tohoto detektoru se nastavuje jednoduše jedním prvkem (odporem rezistoru R6), protože citlivost a velikost ss napětí na výstupu v režimu bez signálu spolu nesouvisí.

Napěťové zesílení A_u přístrojového OZ INA114 je určeno odporem rezistoru R6 podle vztahu, do kterého dosazujeme odpor *R6* v ohmech:

$$A_u = 50000/R6.$$

Dělič s rezistory R1 a R2 vytváří pro diody D1a i D1 záporné předpětí. Oba vstupy přístrojového OZ musí „vidět" stejný odpor rezistorů R4 a R5. Diody D1a a D1 musí být kvůli tepelné vazbě v jednom pouzdru.

Kapacity kondenzátorů C1 a C2 volíme přiměřeně ke kmitočtu detekovaného signálu, a to 1 až 100 nF.

Kondenzátory mají totiž určitou indukčnost a na vyšších kmitočtech se chovají jako rezonanční obvody. Orientačně platí, že kondenzátory o kapacitě 100 nF mají rezonanční kmitočet okolo 100 MHz, kondenzátory 10 nF se dají použít pro kmitočty do 500 MHz a kondenzátory 1 nF nad 1 GHz. Mám na mysli pochopitelně kondenzátory SMD, které nemají indukčnost přívodů. Jejich dielektrikum musí být z keramických materiálů, svitkové kondenzátory jsou na vysokých kmitočtech nepoužitelné.

Cívka L1 stejnosměrně uzavírá napájecí obvod diody D1a a pro detekovaný signál představuje velkou impedanci. Vlastní rezonanční kmitočet cívky musí být vyšší než kmitočet detekovaného signálu.

Pro nižší kmitočty (stovky MHz) můžeme použít cívku v provedení SMD.

Pro vyšší kmitočty (jednotky GHz) tvoří cívku plošný spoj. Maximální impedanci má tato plošná cívka tehdy, když délka vodiče je $\lambda/4$ ($\lambda = v/f$, $v = c/\sqrt{\varepsilon_r}$, kde *f* je pracovní kmitočet, c je rychlost světla a ε_r je relativní permitivita materiálu DPS. Pro FR4 - běžný skelný laminát - je to 4,6, pro teflon 2,2).

Rezistor R3 zajišťuje správnou vstupní impedanci detektoru a použijeme jej tehdy, je-li detektor umístěn na konci vedení (zakončovací detektor).

Vf generátor

Při návrhu vf generátoru máme čtyři možnosti:

1) Generovat vf signál **syntezátorem s fázovým závěsem** a navrhnout ladění s malým krokem. Cena syntezátoru je ale příliš vysoká a jeho dostupnost pro amatéry problematická. Při řízení syntezátoru se v poslední době stále častěji dává přednost přivádět řídicí slovo v sériovém tvaru. To potom vede k použití mikroprocesoru a k nutnosti jej programovat.

2) Ke generování vf signálu využít integrovaný obvod **přímé číslicové syntézy** (DDS = Direct Digital Synthesis). Nevýhodou je vysoká cena, omezený kmitočtový rozsah, špatná spektrální čistota signálu a nutnost řídit obvod DDS mikroprocesorem.

3) Řešit generátor na **záznějovém principu**. To znamená použít přeladitelný oscilátor (např. v rozmezí 400 až 800 MHz) a pevný oscilátor (např. 400 MHz). Směšováním signálů z obou oscilátorů získáme výsledný rozdílový signál (např. 0 až 400 MHz), který ale obsahuje nežádoucí produkty směšování. Ty potom musíme složitě filtovat. Požadavky na stabilitu kmitočtu obou oscilátorů jsou velmi vysoké.

4) Generovat signál **oscilátorem** (nejčastěji *LC*), **který kmitá přímo na požadovaném kmitočtu**. Kmitočtové rozsahy se volí přepínáním částí laděného

obvodu (obvykle cívek) nebo přepínáním celých oscilátorů. Přepínané dílčí oscilátory mají společné ladicí napětí (jsou laděné varikapy), kmitočtově na sebe navazují a pokrývají požadovaný kmitočtový rozsah generátoru. Jednotlivé dílčí oscilátory se aktivují zapínáním svého napájecího napětí a jejich výstupní signály se slučují do společného výstupu.

Tento princip volby kmitočtových rozsahů přepínáním oscilátorů je použit v popisovaném generátoru.

Blokové schéma vf generátoru

Blokové schéma generátoru je na obr. 8. Všechny obvody generátoru jsou umístěny na třech deskách s plošnými spoji, které se nazývají **deska oscilátorů**, **dělička** a **deska ovládání**.

Součástí generátoru je i **čítač kmitočtu**, který slouží jako číslicová stupnice. Čítač však lze zkonstruovat jako samostatný přístroj, a proto je popsán odděleně v následující kapitole.

Deska oscilátorů tvoří základ generátoru a obsahuje obvody, které generují výstupní sinusový vf signál.

Kmitočtový rozsah sinusového vf signálu je 20 až 344 MHz a je pokryt celkem sedmi dílčími oscilátory O1 až 07. Na desce je místo ještě pro osmý oscilátor O8, který může být použit v případě potřeby.

Oscilátory se aktivují zapínáním svého napájecího napětí elektronickým přepínačem kmitočtových rozsahů, který je na desce ovládání.

Oscilátory se ladí společným ladicím napětím U_L, které se rovněž přivádí z desky ovládání.

Výstupní vf signály z oscilátorů O1 až O4 a O5 až O8 se po čtyřech slučují dvěma odporovými slučovači a zesilují vf zesilovači Z1 a Z2.

Za vf zesilovači Z1 a Z2 je zapojen třetí slučovač, na jehož výstupu je výsledný vf signál.

Výsledný vf signál je dále zpracováván obvodem stabilizace amplitudy, který jej výkonově zesiluje a stabilizuje jeho amplitudu. Regulační smyčku stabilizace amplitudy tvoří atenuátor AT1 s diodami PIN, výkonový vf zesilovač Z3 a blok D,Z, který obsahuje detektor úrovně výstupního vf signálu a ss zesilovač. Zesíleným ss napětím z výstupu detektoru je řízen atenuátor AT1 tak, aby na výstupu vf zesilovače Z3 byla konstantní úroveň vf signálu nezávisle na zvoleném kmitočtovém rozsahu a naladěném kmitočtu.

Z výstupu vf zesilovače Z3 se sinusový vf signál vede přes kaskádu dvou atenuátorů AT2 a AT3 s diodami PIN na výstupní konektor VF OUT (zásuvka SMA nebo BNC). Atenuátory umožňují napětím U_R z desky ovládání regulovat úroveň výstupního vf signálu v rozmezí asi 40 dB.

Dělička posouvá rozsah generovaných kmitočtů do oblasti od jednotek Hz do 20 MHz, protože kmitočtový rozsah výstupního sinusového vf signálu je pro mnohé účely nedostačující.

Dělička obsahuje kaskádu dílčích děliček s dělicími poměry 1/8, 1/2, 1/5, 1/10 atd. a její maximální dělicí poměr je 1/8000000.

Do děličky se přivádí vf signál ze zesilovače Z3 na desce oscilátorů a z jednotlivých výstupů dílčích děliček můžeme odebírat výstupní binární signály s nejrůznějšími kmitočty. Binární signály mají obdélníkový průběh, střídu 1:1 a mezivrcholový rozkmit 3,3 V.

Doplňkem děličky je potenciometr P11, který lze kablíkem s banánky propojit s kterýmkoliv výstupem děličky a z jehož běžce lze odebírat binární signál s regulovatelnou amplitudou.

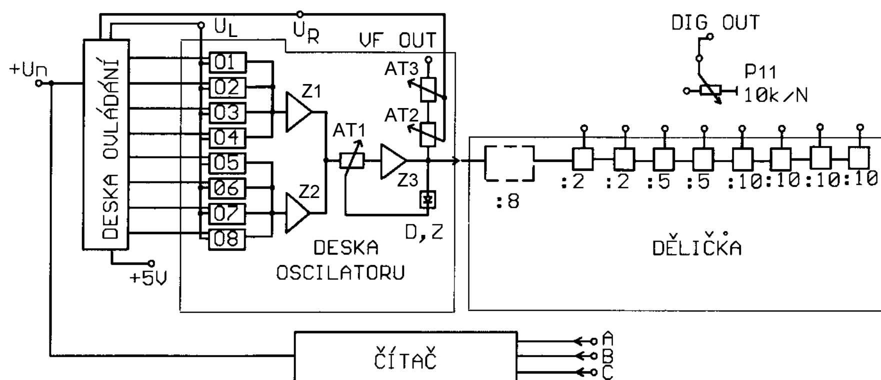
Přimícháme-li binární signál o kmitočtu okolo 1 kHz přes rezistor o vhodném odporu k napětí U_L nebo U_R, můžeme získat kmitočtovou nebo amplitudovou modulaci vf signálu.

Deska ovládání slouží k ovládání obvodů na desce oscilátorů. Obsahuje elektronický přepínač kmitočtových rozsahů řízený tlačítky „nahoru" (UP) a „dolu" (DOWN) a dva potenciometry, z jejichž běžců se odebírá ladicí napětí U_L a napětí U_R pro regulaci úrovně výstupního sinusového vf signálu.

Deska ovládání obsahuje též stabilizátor, na který se přivádí vnější napájecí napětí +15 V. Vnější napájecí napětí musí být stabilizované, protože se přímo z něj potenciometrem odvozuje ladicí napětí U_L. Stabilizátor na desce poskytuje napájecí napětí +5 V, které se vede i na desku oscilátorů a do děličky.

Čítač kmitočtu (šestimístný) je volitelným doplňkem generátoru a slouží jako číslicová stupnice kmitočtu. Podle potřeby se jeden ze vstupů čítače (A, B nebo C) propojí kablíkem s banánky s jedním z výstupů děličky a po uvážení použitého dělicího poměru děličky můžeme z údaje čítače odvodit kmitočet generovaného signálu.

Odpojí-li se vstup čítače od děličky, lze jím samozřejmě měřit kmitočet jakéhokoliv vnějšího signálu.



Obr. 8. Blokové schéma vf generátoru. O1 až O8 jsou dílčí oscilátory, U_L je ladicí napětí. Z1 a Z2 jsou oddělovací zesilovače oscilátorů. AT1, Z3 a D,Z tvoří obvod stabilizace amplitudy (AT1 je atenuátor s diodami PIN, Z3 je výstupní vf zesilovač a D,Z je detektor úrovně výstupního vf signálu a ss zesilovač řídicího napětí pro atenuátor AT1). AT2 a AT3 jsou výstupní atenuátory s diodami PIN, které umožňují řídicím napětím U_R regulovat úroveň sinusového vf signálu na výstupním konektoru VF OUT. A, B a C jsou vstupní kanály čítače kmitočtu. Napětí $+U_n$ je stabilizované napájecí napětí +15 V ze síťového adaptéru

Deska oscilátorů

Popis funkce

Deska obsahuje osm stejných dílčích oscilátorů, obvod stabilizace amplitudy a výstupní atenuátory.

Schéma jednoho z dílčích oscilátorů, které jsou všechny shodné, je na obr. 9, schéma zbývajících obvodů na desce je na obr. 10.

Protože jsou všechny dílčí oscilátory shodné, popíšeme si pouze jeden z nich.

Oscilátor je *LC* typu Clapp s tranzistorem T1. K ladění je použit dvojitý varikap D1, na který se přivádí ladicí napětí U_{lad} (= U_L) 0,5 až 15 V z desky ovládání. Takto zapojený oscilátor může pracovat v širokém rozmezí kmitočtů od desítek až do stovek MHz.

Laděný obvod oscilátoru tvoří cívka L1, varikapy D1 a kondenzátory C1 až C3, C5 a C10.

Cívka L1 je samonosná a je navinuta postříbřeným nebo lakem izolovaným měděným drátem o průměru 0,5 mm. Cívka se dolaďuje roztahováním závitů nebo změnou jejich počtu.

Přeladitelnost oscilátoru, tj. poměr maximálního kmitočtu f_{max} ku minimálnímu kmitočtu f_{min}, je určena použitým varikapem (resp. poměrem jeho maximální kapacity $C_{D1\ max}$ při minimálním ladicím napětí $U_{L\ min}$ ku minimální kapacitě $C_{D1\ min}$ při maximálním ladicím napětí $U_{L\ max}$) a kapacitou kondenzátorů k němu připojených.

Kdyby byl v laděném obvodu zapojen pouze samotný varikap, byla by přeladitelnost:

$$f_{max}/f_{min} = \sqrt{(C_{D1\ max}/C_{D1\ min})},$$

což by pro použité varikapy (viz tab. 3) bylo 2 :1 až 3 : 1. Vlivem dalších kapacit v laděném obvodu je však skutečná přeladitelnost podstatně menší.

Dále uvedené hodnoty součástek a poznatky jsem získal především na základě experimentování.

Kapacita kondenzátoru C3, který stejnosměrně odděluje obvod varikapu od země, není kritická, zmenšuje však poněkud kapacitu varikapu. Ve všech oscilátorech jsem použil C3 o kapacitě 22 nF, je však možné tuto kapacitu zmenšit na jednotky nF.

Pozn. red.: Zapojení varikapu D1 s oddělovacím kondenzátorem C3 je nezvyklé, protože horní varikap nemá definováno napětí na katodě. Autor se však dušoval, že oscilátory fungují správně a že horní varikap linearizuje činnost dolního varikapu.

Pokud by se vyskytly problémy, redaktor doporučuje „pohrát“ si se zapojením varikapu. Je možné zkratovat C3 (pak budou oba dílčí varikapy v sérii) nebo ponechat C3 a zkratovat horní varikap (pak se bude ladit jen jedním dílčím varikapem) nebo ponechat C3 a zapojit oba dílčí varikapy paralelně.

Popsané úpravy budou mít vliv na přeladitelnost a na velikost výstupního napětí oscilátoru a možná také bude nutné laborovat s kapacitami kondenzátorů C1, C5 a C10. Tyto úpravy však nebyly vyzkoušeny!

Velikost kapacity kondenzátoru C1, která stejnosměrně odděluje bázi tranzistoru T1 od země, není rovněž podstatná pro funkci obvodu.

Při vynechání nebo výrazném zmenšení kapacity kondenzátoru C5 se prudce zvětší kmitočet oscilátoru (až na 1 GHz), přeladitelnost se ale zmenší. Změny kapacity kondenzátoru C5 od 27 do 100 pF už nejsou podstatné.

Kapacita oddělovacích a blokovacích kondenzátorů C4, C6, C7, C8 a C9 rovněž není kritická. Její minimální velikost je omezena impendací kondenzátoru na nejnižším provozním kmitočtu. Ta by měla být zanedbatelná oproti dalším impedancím v obvodu. Na druhou stranu kondenzátor s příliš velkou kapacitou už nemá na vyšších kmitočtech zanedbatelnou indukčnost.

Mohu říci, že oscilátor funguje bez problémů v rozsahu od 50 do 300 MHz. Při nižších kmitočtech je nastavení problematičtější. Při nižších kmitočtech a menším ladicím napětí má oscilátor snahu „vypadávat“, takže jsou zapotřebí další úpravy. Přidáním kondenzátoru C10 mezi bázi a emitor T1 se tento probém omezí. Zmenší se však kmitočet a přeladitelnost oscilátoru.

Pro nižší kmitočty jsem zkoušel použít kostřičky cívek s jádrem MT 211/5 z GM Electronic, ale bez úspěchu. Zkoušet neznámá „šuplíková“ jádra cívek bych nepovažoval za seriózní, zapojení by pak nemuselo být reprodukovatelné. Používal jsem proto výhradně vzduchové samonosné cívky.

Hlavním problémem při návrhu generátou však byl nedostatek vhodných typů varikapů pro nižší kmitočtové rozsahy. Proto jsem musel řadit dva i tři varikapy paralelně.

Nakonec jsem potřebného kmitočtového rozsahu generátoru dosáhl pouze se sedmi dílčími oscilátory.

Hodnoty součástek použitých v jednotlivých oscilátorech jsou uvedeny v tab. 3.

Při oživování generátoru bude možná nutné poněkud změnit počty závitů některých cívek oproti údajům v tab. 3, protože skutečné indukčnosti cívek závisejí na jejich rozměrech, délce vývodů apod.

Varikapy BB804 a BBY39B mají podobné vlastnosti. Ladicí napětí používáme v rozsahu 0,5 až 15 V. Citlivost ladění (tj. změna kmitočtu při jednotkové změně ladicího napětí) je největší pro ladicí napětí blízká nule. Při velmi malém ladicím napětí však „vypadávají“ oscilace. Pro napětí nad 15 V je citlivost ladění malá.

Použití většího ladicího napětí (např. 20 V) by také naráželo na probém, kde ho vzít. K napájení vf generátoru by pak nebylo možné použít běžný síťový adaptér, ale bylo by nutné postavit samostatný napájecí zdroj.

Součástí každého oscilátoru je oddělovací zesilovač s tranzistorem T2, který zabraňuje tomu, aby byl oscilátor ovlivňován následujícími obvody.

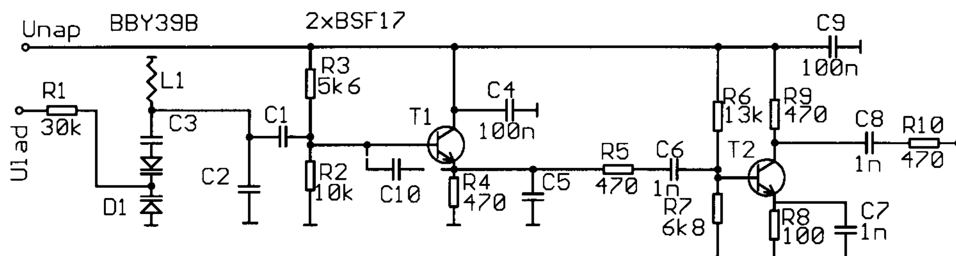
Kolektorový proud tranzistoru T2 je vhodné zvolit asi 5 mA a na kolektoru má být přibližně polovina napájecího napětí - stejně jako na emitoru T1 (není to však kritické). Na emitoru T2 má být ss napětí přibližně 0,5 V. Pracovní body obou tranzistorů se dají velmi snadno nastavit úpravou odporů rezistorů v děličích R2, R3 nebo R6, R7.

Nyní si ukážeme, jak lze pro kontrolu snadno vypočítat pracovní bod např. tranzistoru T2 z odporů rezistorů, které jsou okolo něj zapojené.

Nejprve z napájecího napětí U_n a z odporů rezistorů R6 a R7, které tvoří dělič napětí v bázi T2, vypočítáme napětí U_B mezi bází tranzistoru a zemí:

$$U_B = U_n \cdot R7/(R6 + R7) \quad [V; V, \Omega, \Omega].$$

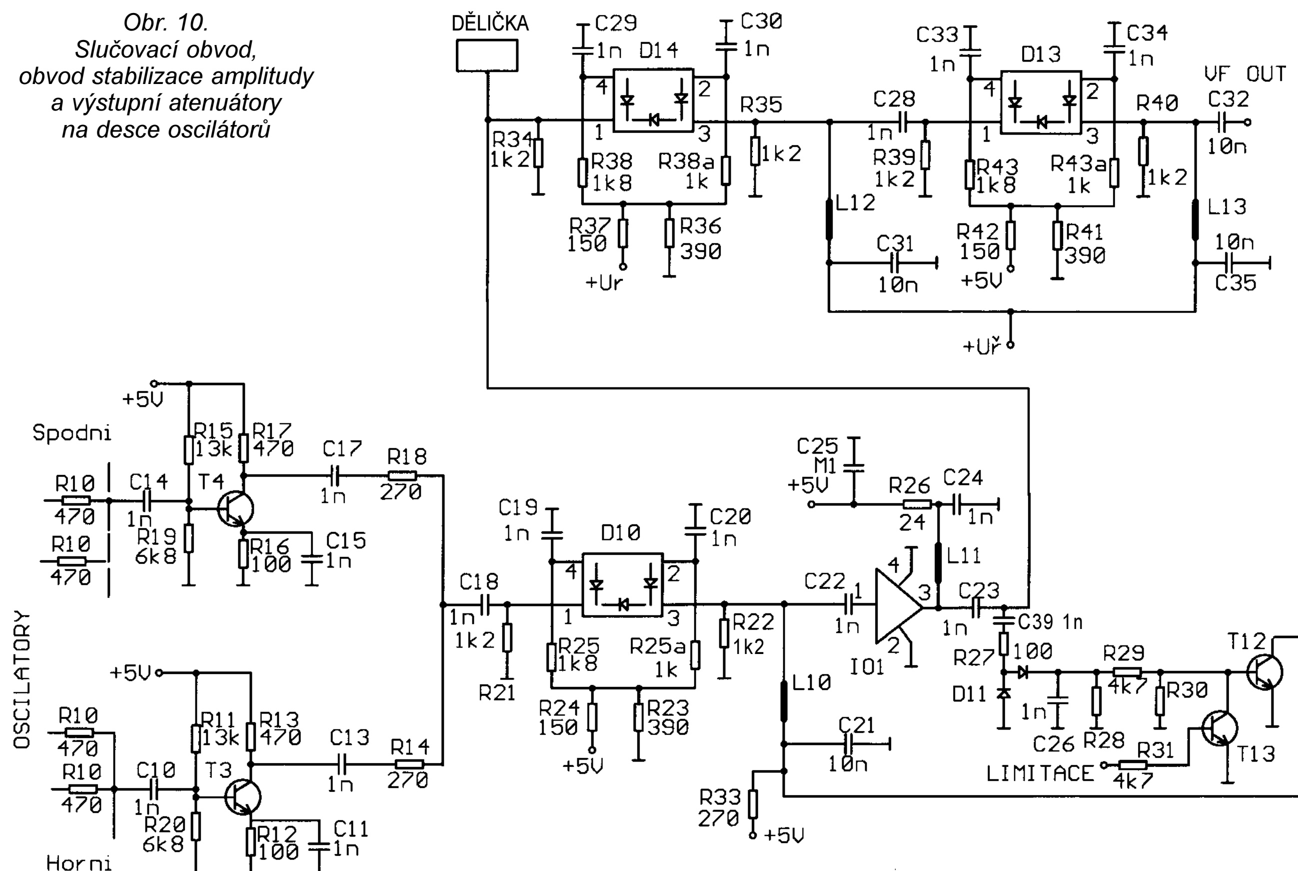
Přitom předpokládáme, že proud do báze tranzistoru T2 je zanedbatel-



Obr. 9. Jeden z dílčích oscilátorů O1 až O8 na desce oscilátorů

Tab. 3. Hodnoty součástek dílčích oscilátorů podle obr. 9 pro jednotlivé rozsahy. Kondenzátor C2 je vždy nezapojen, kondenzátor C3 má vždy kapacitu 22 nF

Rozsah	***Kmitočet*** [Hz]	**L1**	**Varikap**	***C1***	***C5***	***C10***
1	208 až 344	4,5 záv. drátu CuAg ∅ 0,5 mm na ∅ 5 mm	BBY39B	47 pF	10 pF	nezapojen
2	115 až 208	5 záv. drátu CuAg ∅ 0,5 mm na ∅ 5 mm	BB804	100 pF	27 pF	nezapojen
3	79 až 117	20 záv. drátu CuL ∅ 0,5 mm na ∅ 5 mm	BBY39B	100 pF	47 pF	nezapojen
4	53 až 79	20 záv. drátu CuL ∅ 0,5 mm na ∅ 5 mm	BB204G	100 pF	100 pF	nezapojen
5	36 až 53	20 záv. drátu CuL ∅ 0,5 mm na ∅ 10 mm	BB204G	3,9 pF	100 pF	3,9 pF
6	29 až 36	24 záv. drátu CuL ∅ 0,5 mm na ∅ 10 mm	2x BB204G	47 pF	10 pF	3,9 pF
7	20 až 29	26 záv. drátu CuL ∅ 0,5 mm na ∅ 10 mm	3x BB204G	180 pF	180 pF	10 pF



Obr. 10. Slučovací obvod, obvod stabilizace amplitudy a výstupní atenuátory na desce oscilátorů

ný oproti proudu, který teče děličem napětí s rezistory R6 a R7.

Na emitoru bude vůči zemi napětí U_E přibližně o 0 ,6 V menší než na bázi, tj.:

$$U_E = U_B - 0{,}6 \quad [V; V, \Omega, \Omega].$$

Potom je kolektorový proud T2:

$$I_C = U_E/R8 \quad (I_B << I_C) \quad [A; V, \Omega].$$

a kolektorové napětí U_C vůči zemi:

$$U_C = U_n - I_C \cdot R9 \quad [V; V, A, \Omega].$$

Jak vidíme, pracovní bod tranzistorového vf zesilovače je určen úplně stejně jako v nf technice. Přepočítat obvod pro různá napájecí napětí by nikomu nemělo dělat problémy.

Signály z oddělovacích zesilovačů všech oscilátorů jsou sdružovacím obvodem s rezistory R10, vf zesilovači s tranzistory R3 a T4 a rezistory R14 a R18 sloučeny do jediného výstupu.

Vf signály jsou sloučeny postupně (po čtyřech a po dvou) ve dvou stupních z toho důvodu, aby se zabránilo přílišnému zmenšení amplitudy vf signálů.

Pokud bychom sloučili vf signály ze všech osmi oscilátorů najednou (vzájemným spojením všech osmi rezistorů R10), byl by výsledný vf signál přibližně 2x slabší, než když se spojí jen čtyři rezistory R10, a více by se uplatnil šum následujících zesilovačů. Je nutné si představit, že rezistory R10 u neaktivních oscilátorů jsou přes výstupy jejich oddělovacích zesilovačů prakticky připojeny k zemi a s rezistorem R10 u aktviního oscilátoru tvoří dělič napětí.

Oddělovací zesilovače s tranzistory T3 a T4 jsou shodné s oddělovacím zesilovačem dílčího oscilátoru.

Jednotlivé dílčí oscilátory pochopitelně neposkytují stejnou amplitudu výstupního vf signálu, přičemž slučovací obvod tento problém ještě zhorší.

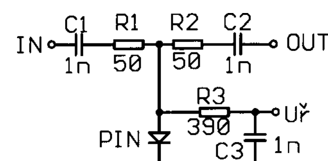
Proto, aby měl vf signál pokud možno konstantní amplitudu nezávislou na nastaveném kmitočtu, je po průchodu slučovačem zaveden do obvodu stabilizace amplitudy. Smyčku regulace amplitudy tvoří atenuátor s trojicí diod PIN D10, vf zesilovač IO1, detektor amplitudy vf signálu s diodami D11 a zesilovač ss výstupního napětí z detektoru s tranzistorem T12, jehož výstupním ss signálem se řídí atenuátor.

Atenuátor s trojicí diod PIN je odporový útlumový článek tvaru Π, v němž jsou rezistory nahrazeny diodami PIN. Diody PIN mají tu vlastnost, že vf signál o kmitočtu vyšším než přibližně 10 MHz neusměrňují, ale vůči tomuto signálu se chovají jako rezistory, jejichž činný odpor je závislý na procházejícím ss řídicím proudu (při zvětšování ss proudu se jejich odpor zmenšuje).

Atenuátor s trojicí diod D10 je zapojen tak, že při zvětšování ss řídicího napětí na kolektoru tranzistoru T12 (které se do atenuátoru zavádí přes oddělovací cívku L10) se zvětšuje ss řídicí proud podélnou diodou PIN a zmenšují se ss řídicí proudy příčnými diodami PIN. Díky tomu se při zvětšování ss řídicího napětí zmenšuje útlum atenuátoru (resp. zvětšuje jeho přenos - viz obr. 12) a jeho vstupní a výstupní odpor zůstávají přibližně konstantní.

Existuje i jednodušší zapojení atenuátoru s jedinou diodou PIN (např. typu HSMP-3810). Jeho schéma je na obr. 11. Na rozdíl od dříve popsaného atenuátoru však útlum tohoto atenuátoru s rostoucím řídicím napětím vzrůstá, protože příčná dioda PIN se otevírá a pro vf signál představuje zmenšující se odpor. Vzhledem k jednoduchosti zapojení není atenuátor příliš dobře impedančně přizpůsoben, což vadí především na vyšších kmitočtech (u stovek MHz).

Vf zesilovač s IO1 slouží jako výstupní vf zesilovač generátoru. IO1 je MMIC (mikrovlnný monolitický integrovaný obvod) typu ERA3, který má zisk 20 dB, maximální výstupní úroveň +13 dBm, šířku pásma 2 GHz a přibližně konstantní vstupní a výstupní odpor 50 Ω. IO1 vyžaduje pouze vstupní a výstupní oddělovací kondenzátor. Je napájen přes oddělovací tlumivku L11 a přes rezistor R26, který určuje velikost klidového napájecího proudu.



Obr. 11. Atenuátor s jednou diodou PIN

Tab. 4. Závislost útlumu A kaskády dvou atenuátorů s diodami PIN na řídicím napětí $U_ř$

$U_ř$ [V]	0	0,5	1	2	3	4	5
A [dB]	-37	-37	-13	-5	-2,3	-1,3	-0,7

Tab. 5. Závislost kmitočtu f oscilátoru na ladicím napětí U_L varikapu

U_L [V]	0	1	2	3	4	5	6	9	12	15
f [MHz]	124	135	148	157	162	166	171	182	189	195

IO1 se z hlediska napájecího napětí chová jako Zenerova dioda - na jeho výstupu se při různých velikostech napájecího napětí U_n a různých velikostech odporu R26 vždy ustálí napětí přibližně 3,6 V. Klidový napájecí proud I_k je tedy:

$I_k = (U_n - 3{,}6)/R26$ [A; V, Ω].

Detektor amplitudy vf signálu s diodami D11 je zapojen jako špičkový usměrňovač vf napětí z výstupu IO1. Diody D11 jsou typu Schottky. Usměrněným napětím se otevírá tranzistor T12, z jehož kolektoru se odebírá ss napětí pro řízení atenuátoru.

Dosáhne-li signál na výstupu IO1 úrovně přibližně +3 dBm, začne se otevírat tranzistor T12 a začne klesat řídicí napětí atenuátoru. Útlum atenuátoru se začne zvětšovat a úroveň vf signálu na výstupu IO1 se stabilizuje.

Stabilizace amplitudy vf signálu je pouze částečná, protože atenuátor s D10 mění svůj útlum jen asi o 8 dB a zesílení tranzistoru T12 není nekonečné. Proto se na většině kmitočtových rozsahů pohybuje úroveň sinusového vf signálu na výstupu generátoru (při minimálním útlumu výstupních atenuátorů) v rozmezí od 0 do -3 dBm. Pouze na nejvyšších rozsazích se projevuje při přeladění z nejnižšího na nejvyšší kmitočet výraznější pokles výstupní úrovně - např. na rozsahu 1 je to 5 dB. U amatérského přístroje to však lze tolerovat.

Obvod stabilizace amplitudy je doplněn tranzistorem T13, jehož sepnutím lze vyřadit z činnosti smyčku regulace amplitudy a trvale nastavit minimální útlum atenuátoru s diodami D10. Tranzistor T13 se sepne přivedením úrovně H (+5 V) na vstup LIMITACE. Tohoto režimu (nazvaného +5 dB) se využívá tehdy, když potřebujeme zvýšit úroveň vf signálu na výstupu generátoru asi o 5 dB. Signál je limitovaný a úroveň třetí harmonické je větší než úroveň druhé harmonické.

Z obvodu stabilizace amplitudy (z výstupu IO1) je vf signál veden přes kaskádu dvou atenuátorů s diodami PIN D14 a D13 na výstup generátoru VF OUT.

Tyto atenuátory umožňují elektronicky regulovat řídicím napětím U_r z desky ovládání úroveň výstupního sinusového vf signálu v rozmezí asi 40 dB. Oba atenuátory jsou zapojeny shodně s atenuátorem s diodami D10. Dva jsou použity proto, aby se dosáhlo potřebného rozsahu regulace.

Na desce oscilátorů je použito několik cívek SMD (L10 až L13) jako oddělovacích tlumivek. Jejich indukčnosti v tomto přístroji (kde nějaký dB nehraje roli) nejsou kritické. Na nejnižších kmitočtech musí tyto cívky představovat velkou impedanci. Vlastní rezonanční kmitočet cívek by však měl být vyšší než nejvyšší provozní kmitočet. V širokém pásmu provozních kmitočtů je těžko možné splnit tyto podmínky, naštěstí to však není příliš důležité.

Na realizované desce oscilátorů byla měřením ověřena funkce výstupních atenuátorů a průběh ladění.

Naměřené hodnoty útlumu kaskády dvou výstupních atenuátorů pro různé velikosti řídicího napětí jsou v tab. 4, graf sestrojený z těchto hodnot je na obr. 12. Je vidět, že maximální útlum atenuátorů je okolo 40 dB a že regulace je nelineární - nejstrmější je při velikosti řídicího napětí od 0,6 do 2 V.

Naměřené kmitočty oscilátoru pro různé velikosti ladicího napětí jsou v tab. 5, graf sesrojený z těchto hodnot je na obr. 13. Graf potvrzuje, že průběh ladění je nejstrmější při malém ladicím napětí. Je též vidět, že zvětšováním ladicího napětí nad 15 V by se přaladitelnost zvětšila jen málo.

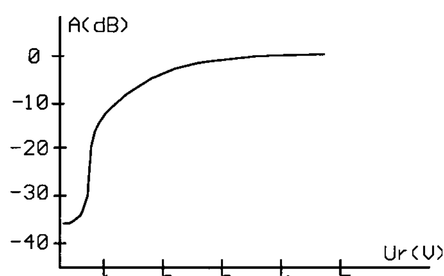
Výstupní sinusový vf signál je poněkud zkreslený a kromě základního kmitočtu obsahuje i vyšší harmonické. Druhá harmonická je oproti základní potlačena zhruba o 15 až 20 dB. Třetí harmonická je na vyšších kmitočtech (na rozsazích 1 až 3) potlačena oproti základní o 20 až 30 dB, zatímco na nižších kmitočtech pouze asi o 10 dB (laděné obvody oscilátorů mají na nižších kmitočtech malou jakost). Na nižších kmitočtech je ve spektru výstupního signálu nezanedbatelná i čtvrtá harmonická (-25 dB oproti základní) a pátá harmonická (-20 dB oproti základní). Obsah harmonických ve vf signálu ilustruje obr. 14.

Profesionální přístroje mají harmonické potlačeny více (-40 dB a více), je to však vykoupeno složitějším zapojením a vyšší cenou. Vyšší harmonické mají i určitou výhodu - rozšiřují kmitočtový rozsah generátoru až do IV. a V. TV pásma.

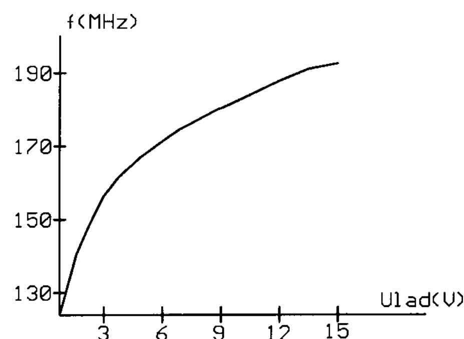
Konstrukce

Aby se dosáhlo přijatelných rozměrů a dobrých vf vlastností, je deska oscilátorů zkonstruována technologií povrchové montáže (SMT).

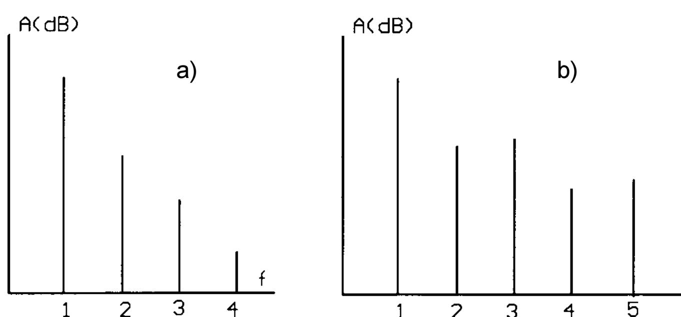
Všechny součástky jsou umístěny na desce s dvoustrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 15, rozmístění součástek SMD na desce na straně spojů je na obr. 16. Obrazec



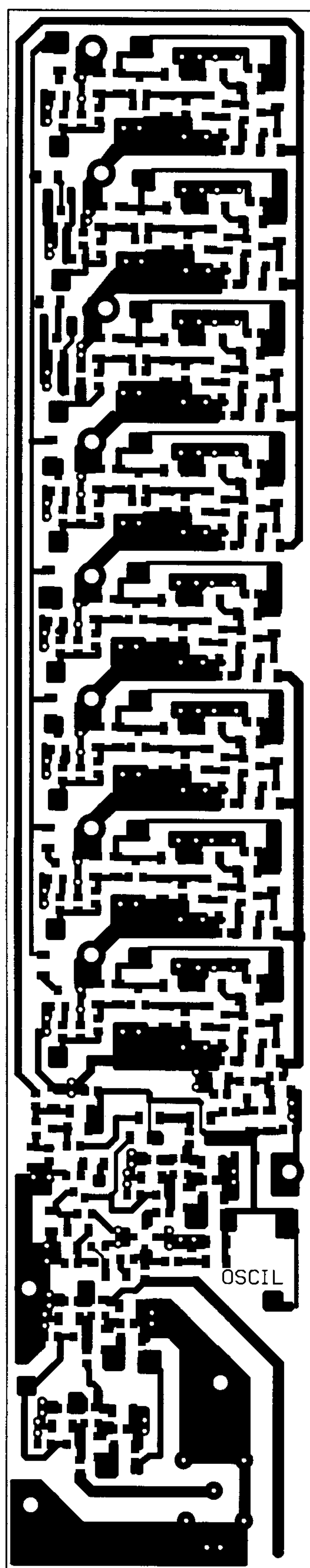
Obr. 12. Závislost útlumu A kaskády dvou atenuátorů s diodami PIN na řídicím napětí $U_ř$



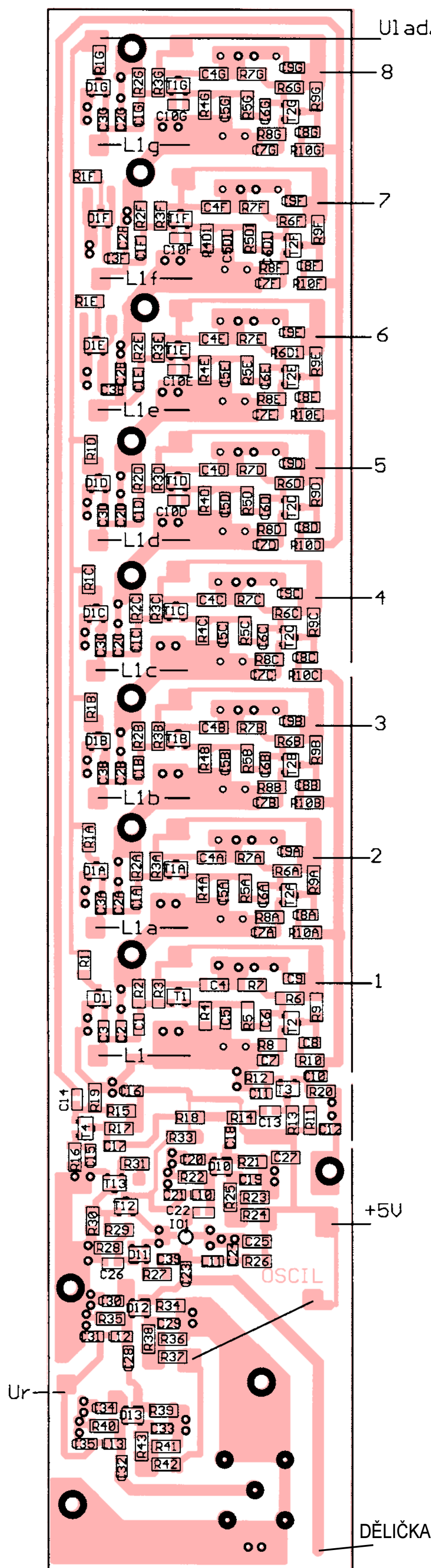
Obr. 13. Závislost kmitočtu f oscilátoru na ladicím napětí U_L varikapu



Obr. 14. Spektrum vf signálu na vyšších kmitočtech (a) a na nižších kmitočtech (b)



Obr. 15. Spoje na desce oscilátorů (měř.: 1 : 1). Zespoda Cu fólie



Obr. 16. Rozmístění součástek na desce oscilátorů

spojů je navržen tak, aby cesty vf signálu byly co nejkratší i za cenu určitých drobných komplikací.

Na rubové straně desky je ponechána souvislá vrstva měděné fólie, která tvoří zemní rovinu. Pájecí body na straně součástek, které mají být uzemněny, jsou se zemní rovinou spojeny propojkami. Propojky jsou zhotoveny z tenkého (0,4 mm) dobře pájitelného měděného drátu, mají tvar písmene U (vypadají jako spony do sešívačky) a procházejí deskou vždy dvěma děrami. Vkládají se do desky ze strany zemní roviny, na straně součástek se uštípnou (aby vyčnívaly asi 1,5 mm), přihnou se ke spoji a připájejí se. Pak se připájejí i na rubové straně desky. Všechny spoje na rubové straně musí být co nejnižší a stejně vysoké, aby při konečné montáži, když se deska položí rubovou stranou na kovovou zadní stěnu generátoru, měla země dobrý dotek s kovovým podkladem v mnoha bodech. K udržení dobrého doteku se deska musí ke kovovému podkladu přišroubovat větším počtem šroubků procházejících vyznačenými většími děrami. Šroubky se musí utáhnout jen tak, aby se deska nezdeformovala.

Na obr. 16 nejsou nakresleny rezistory R25a, R38a a R43a. Tyto rezistory jsou miniaturní vývodové (o rozměru 0204) a jsou umístěny nad diodami PIN. Jediná drátová propojka pro napájecí napětí +5 V by měla být vedena alespoň 5 mm nad signálovým spojem.

Seznam součástek

(deska oscilátorů)

Dílčí oscilátory (označeny A až G):

R1	30 (33) kΩ, SMD 1206
R2	10 kΩ, SMD 1206
R3	5,6 kΩ, SMD 1206
R4, R5, R9, R10	470 Ω, SMD 1206
R6	13 (12) kΩ, SMD 1206
R7	6,8 kΩ, SMD 1206
R8	100 Ω, SMD 1206
C1	viz tab. 3
C2	vynechán
C3	22 nF, SMD 0805 (viz text)
C4, C9	100 nF, SMD 1206
C5	viz tab. 3
C6, C7, C8	22 nF, SMD 0805
C10	viz tab. 3
L1	viz tab. 3
D1	viz tab. 3
T1, T2	BFS17, SMD SOT23

Zbývající obvody:

R11, R15	13 (12) kΩ, SMD 1206
R12, R16	100 Ω, SMD 1206
R13, R17	470 Ω, SMD 1206
R14, R18, R33	270 Ω, SMD 1206
R19, R20	6,8 kΩ, SMD 1206
R21, R22, R34, R35, R39, R40	1,2 kΩ, SMD 1206
R25, R38, R43	1 kΩ, SMD 1206
R25a, R38a, R43a	1,8 kΩ, miniaturní 0204 (TR191)
R24, R37, R42	150 Ω, SMD 1206
R23, R36, R41	390 Ω, SMD 1206
R26	24 Ω, SMD 1206
R27	100 Ω, SMD 1206
R28, R30	nezapojeny
R29, R31	4,7 kΩ, SMD 1206

C10, C11, C13, C14, C15, C17, C18, C19, C20, C21, C26, C29, C30, C33, C34, C39	1 nF, SMD 0805
C21, C31, C32, C35	10 nF, SMD 0805
C25, C27	100 nF, SMD 1206
L10 až L13	0,47 μH, SMD 0805
D10, D13, D14	BAR61 (trojice diod PIN)
D11	HSMS-2825 (dvojice Shottkyho diod)
T3, T4	BFS17, SMD SOT23
T12, T13	BC847B, SMD SOT23
IO1	ERA3, SMD

deska s plošnými spoji č. OSCIL

Dělička

Popis funkce

Do děličky se přivádí sinusový vf signál z desky oscilátorů (označený jako DĚLIČKA) s kmitočtovým rozsahem 20 až 344 MHz. Dělička jej upravuje na binární signály v kmitočtovém rozmezí od jednotek Hz do 20 MHz a tím podstatně rozšiřuje kmitočtový rozsah generátoru. Dělička má také funkci předděličky k čítači, který je v generátoru použit jako číslicová stupnice. Při vhodném zapojení lze děličku použít i samostatně pro dělení kmitočtu jakýchkoliv vnějších signálů.

K dosažení dobrých vlastností děličky jsou však potřebné obvody, které jsou obtížně dostupné. Navíc mnoho použitelnách obvodů není vhodných pro amatérské osazování, protože jsou v pouzdrech s roztečí vývodů 0,635 mm.

Schéma děličky je na obr. 17. Aby dělička zvládala kmitočty od stovek MHz do jednotek Hz, je zapojena jako kaskáda tří dělicích stupňů s různě rychlými integrovanými obvody.

První stupeň (se vstupem IN1) je tvořen velmi rychlou předděličkou PE3513 (IO20) se vstupním kmitočtem do 1 GHz a dělicím poměrem 1/8.

Druhý dělicí stupeň, na jehož vstupu je ještě dosti vysoký kmitočet přes 40 MHz z prvního stupně, je tvořen moderními obvody CMOS řady LXI. Druhý stupeň má také vedlejší vstup IN. Ze vstupu je signál veden přes tvarovací obvod s hradly IO5 do dvou binárních děliček dvěma, tvořených klopnými obvody D typu 74LXI74 (IO1). Druhý stupeň děličky má celkový dělicí poměr 1/4, což je postačující na to, aby na jeho výstupu byl maximální kmitočet okolo 10 MHz, který je zvládnutelný třetím stupněm děličky s běžnými IO.

Třetí stupeň je osazen obvody CMOS řady HC. Jsou použity tři dvojité dekadické děličky 74HC390. První dvě dělí pěti. Další čtyři dělí deseti a jsou zapojeny tak, aby měly na výstupu signál se střídou 1 : 1.

Signály ze všech mezistupňů děličky jsou vyvedeny na banánkové zdířky (označené :2, :4 atd.), což je levnější, než použít pro volbu výstupního signálu přepínač. Na výstupech jsou zapojeny ochranné rezistory R4 až R11, které zajišťují, aby dělička pracovala i při zkratu některého z výstupů na zem.

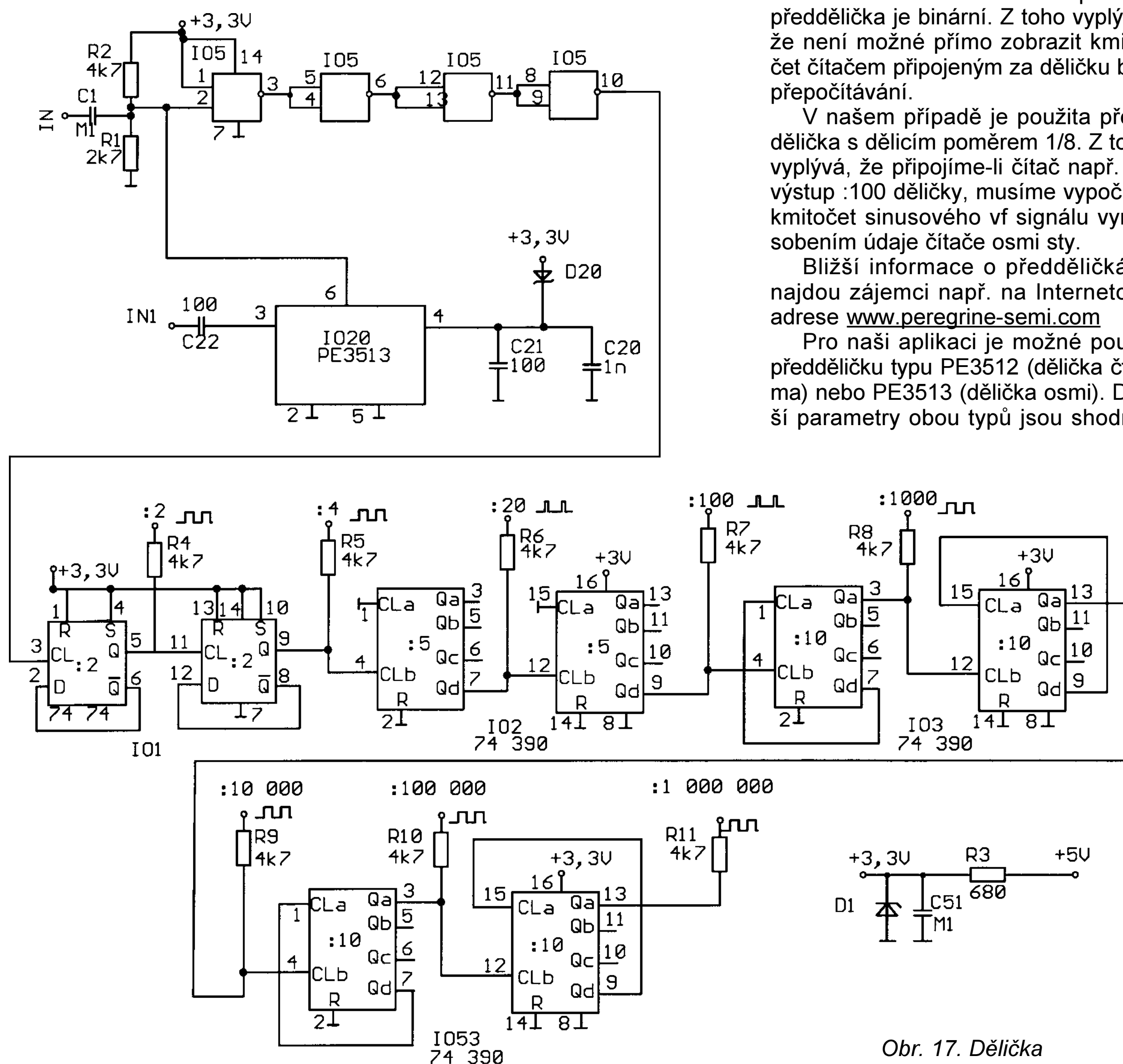
Nyní probereme jednotlivé dělicí stupně podrobněji.

Velmi rychlé předděličky, které lze jedině použít v prvním stupni kaskády, jsou z velké většiny binární a používají se v kmitočtových ústřednách v obvodech fázového závěsu. I zde použitá předdělička je binární. Z toho vyplývá, že není možné přímo zobrazit kmitočet čítačem připojeným za děličku bez přepočítávání.

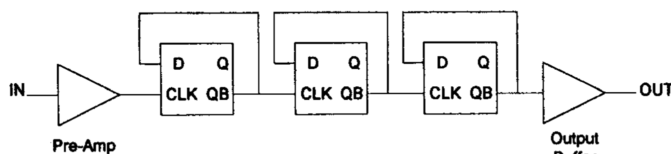
V našem případě je použita předdělička s dělicím poměrem 1/8. Z toho vyplývá, že připojíme-li čítač např. na výstup :100 děličky, musíme vypočítat kmitočet sinusového vf signálu vynásobením údaje čítače osmi sty.

Bližší informace o předděličkách najdou zájemci např. na Internetové adrese www.peregrine-semi.com

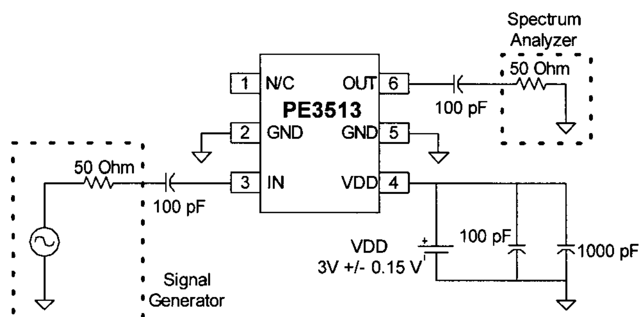
Pro naši aplikaci je možné použít předděličku typu PE3512 (dělička čtyřma) nebo PE3513 (dělička osmi). Další parametry obou typů jsou shodné.



Obr. 17. Dělička



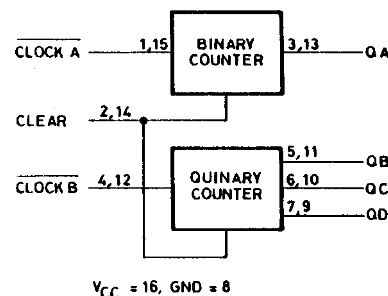
Obr. 18. Blokové schéma obvodu PE3513



Obr. 19. Doporučené zapojení obvodu PE3513

Tab. 6. Závislost maximálního taktovacího kmitočtu f_A vstupu CLOCK A a f_B vstupu CLOCK B obvodu 74HC390 na velikosti napájecího napětí U_n při teplotě 25 °C

U_n [V]	f_A [MHz]	f_B [MHz]
2	15 (6,4)	10 (5,4)
4,5	58 (32)	41 (27)
6	68 (38)	48 (32)



Obr. 20. Blokové schéma obvodu 74HC390

Jedná se o děličky, které pracují se vstupním kmitočtem 0 až 1 GHz. Napájecí napětí je 3 V (2,85 až 3,15 V), absolutní maximum 4 V. Odběr proudu je 8 mA. Vstupní výkon je -10 až +10 dBm. Výstupní výkon je 0 dB. Na výstupu je obdélníkový signál, jehož úroveň H je napětí 2,2 V a úroveň L je napětí 0,4 V. Obvod je v pouzdru 6-lead SC-70. Cena obvodu je asi 3 $.

Blokové schéma předděličky PE3513 je na obr. 18 a její doporučené zapojení na obr. 19.

I když jsou tyto předděličky velmi obtížně dostupné a zbytečně miniaturní, není jiná možnost, žádný snadno dosažitelný obvod ve větším pouzdru v době zpracování článku na trhu nebyl.

Ve druhém stupni kaskády jsou použity obvody zhotovené technologií LXI. Jsou to moderní rychlé obvody CMOS, které mají napájecí napětí 2 až 3,6 V a zpoždění signálu 4,7 ns na hradlo.

Tyto obvody se převážně používají jako podpůrné v moderních počítačích. Vyrábějí se pouze v pouzdrech SMD.

Jejich řada však bohužel není kompletní. Dekadickou děličku mezi nimi nenajdeme. Mohli bychom si ji složit z klopných obvodů D a hradel (viz vnitřní zapojení obvodu 74HC390 na obr. 21). Zkusil jsem to, pracovala při maximálním kmitočtu 90 MHz. Realizovat takové zapojení je však problematické, protože je relativně složité a vyžaduje velké množství drátových propojek.

Proto jsem se nakonec rozhodl, že ve středním stupni kaskády použiji pouze dva klopné obvody D typu 74LXI74 (IO1) jako děličky dvěma a pro další dělení kmitočtu použiji vhodnější obvody řady HC ve třetím stupni kaskády.

Tvarovač se čtveřicí hradel NAND typu 74LXI00 (IO5) převádí sinusový signál ze vstupu IN na obdélníkový, aby jej binární dělička s IO1 byla schopna zpracovat. Na vstup tvarovače je zavedeno předpětí z odporového děliče s rezistory R1 a R2, aby měl tvarovač větší citlivost.

Vnější vstupní signál se přivádí do tvarovače vazebním kondenzátorem o kapacitě 100 nF, který je SMD o rozměru 1206, aby pod ním mohl být veden spoj. Vysokofrekvenční vlastosti kondenzátoru C1 můžeme zlepšit tak, že přímo na něj připájíme kondenzátor C1p o rozměru 0805 s menší kapacitou (např. 100 pF).

Případné zájemce je třeba upozornit, že obstarat obvody řady LXI nemusí být vždy snadné. Ačkoliv jsou uvedeny např. v katalogu GM Electronic od roku 2002 jako stálý sortiment, byly začátkem roku 2003 k dispozici pouze na objednávku s dlouhou čekací dobou. Snad se situace v tomto ohledu časem zlepší.

Ve třetím stupni kaskády jsou použity děličky 74HC390, které umožňují dělit kmitočet deseti a přitom dosáhnout střídu výstupního signálu 1 : 1. Jiný typ dekadické děličky 74HC4518 nemá střídu výstupního signálu 1 : 1, a proto není vhodný.

Pouzdro obvodu 74HC390 obsahuje dvojice samostatných děliček dvěma a pěti. Blokové schéma obvodu 74HC390 je na obr. 20, logické schéma poloviny obvodu je na obr. 21. Průběhy signálů na vývodech děličky jsou na obr. 22 a obr. 23.

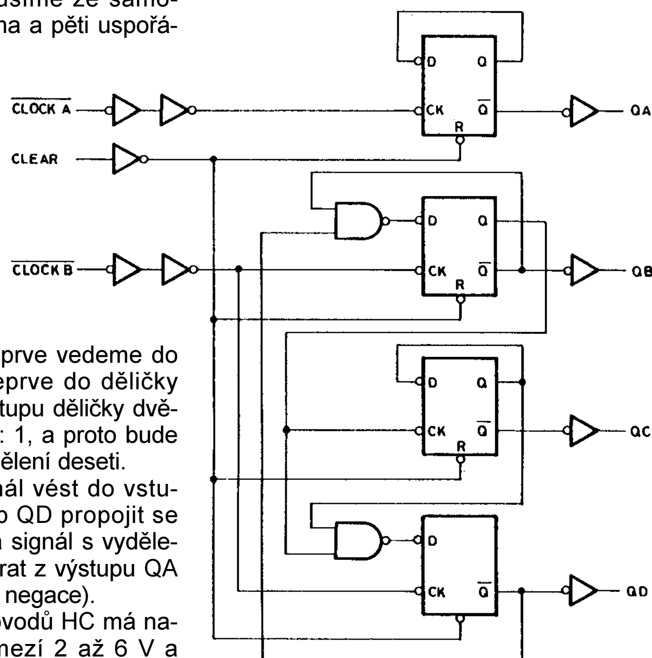
Děličku deseti musíme ze samostatných děliček dvěma a pěti uspořádat tak, že signál nejprve vedeme do děličky pěti a z ní teprve do děličky dvěma. Signál na výstupu děličky dvěma má vždy střídu 1 : 1, a proto bude mít tuto střídu i po vydělení deseti.

Musíme tedy signál vést do vstupu /CLOCK B, výstup QD propojit se vstupem /CLOCK A a signál s vyděleným kmitočtem odebírat z výstupu QA (znak / je použit místo negace).

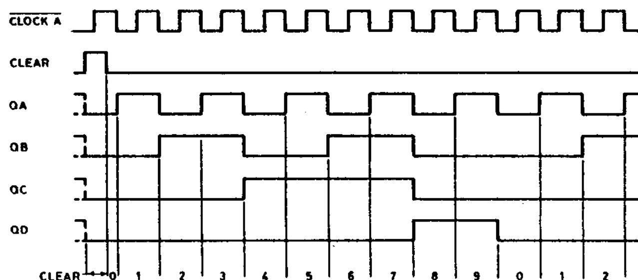
Řada logických obvodů HC má napájecí napětí v rozmezí 2 až 6 V a zpoždění 6 ns na hradlo. Dělička 74HC390 má podle katalogu zpoždění 13 ns.

V tab. 6 jsou uvedeny maximální taktovací kmitočty f_A vstupu /CLOCK A a f_B vstupu /CLOCK B obvodu 74HC390 v závislosti na velikosti napájecího napětí a při teplotě 25 °C. Hodnoty v závorkách jsou minimální zaručené, před závorkami typické. Vstup A je poněkud rychlejší než vstup B, dělení pěti je z hlediska mezního kmitočtu náročnější. Z uvedených údajů je zřejmé, že má-li dělička zpracovat co nejvyšší kmitočet, musí být napájena co největším napájecím napětím.

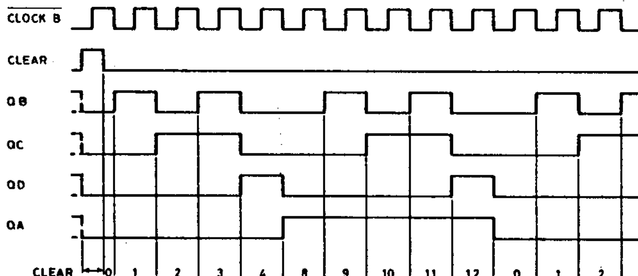
Údaje uvedené v tab. 6 jsou typické pro všechny klopné obvody a děličky řady 74HCxxx. Např. pro obvod 74HC74 (dvojitý obvod D, kterým



Obr. 21. Logické schéma obvodu 74HC390



Obr. 22. Průběhy signálů na vstupech a výstupech děličky 74HC390, která má výstup QA připojen na vstup /CLOCK B a pracuje tak v režimu BCD



Obr. 23. Průběhy signálů na vstupech a výstupech děličky 74HC390, která má výstup QD připojen na vstup /CLOCK A a pracuje tak v bi-quinámím režimu

lze dělit kmitočet dvěma) se udává maximální taktovací kmitočet 46 (28) MHz.

Při vzájemném propojování logických obvodů řady LXI a HC je nutné, aby obě řady měly shodné úrovně L a H binárního signálu (aby úroveň H na výstupu IO1 nebyla v zakázané oblasti vstupu IO2). Z toho vyplývá požadavek napájet obvody LXI i HC stejným napětím.

Při použití napájecího napětí 3,3 V pro obvody LXI a 5 V pro obvody HCMOS by tento požadavek nebyl splněn. Protože obvody LXI nelze napájet napětím 5 V, musíme se smířit s tím, že budeme obvody 74HC390 napájet napětím 3,3 V.

Výstupní signál z většiny stupňů děličky je obdélníkový se střídou 1 : 1 a má mezivrcholový rozkmit 3,3 V.

Tento signál je bohatý na vyšší harmonické. Pomocí filtru typu dolní propust (*LC* nebo *RC*) bychom z něj mohli vybrat základní harmonickou. Tento filtr je možné snadno vyrobit pro konkrétní aplikaci.

Signál z výstupu :100 je vhodné použít pro měření kmitočtu čítačem, který je popsán dále.

Napájecí napětí +3,3 V pro obvody LXI a HC je odvozováno z vnějšího napájecího napětí +5 V stabilizátorem se Zenerovou diodou D1 a předřadným rezistorem R3.

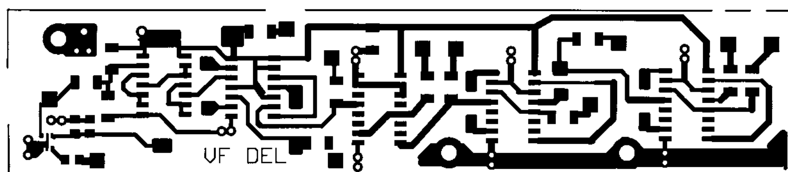
Napětí asi 3,1 V pro napájení rychlé předděličky PE3513 (IO20) je získáno zmenšením napájecího napětí 3,3 V Schottkyho diodou D20, která je zapojena do série s napájecím vývodem *4* IO20.

Konstrukce

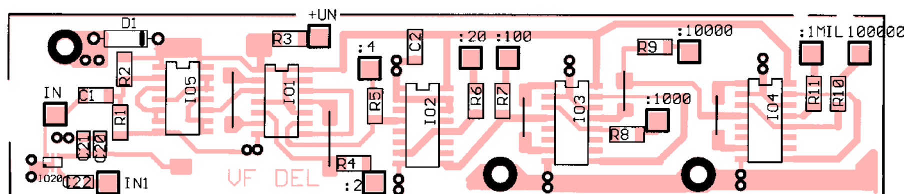
Součástky rychlé předděličky mají čísla od 20 výše.

Protože obvody z řady LXI se vyrábějí pouze v provedení SMD a deska oscilátorů je zkonstruována technologií SMT, byla pro jednotnost použita tato technologie i při konstrukci děličky.

Všechny součástky děličky jsou umístěny na desce s dvoustrannými plošnými spoji. Obrazec spojů na straně součástek (i pájení) je na obr. 24.



Obr. 24. Obrazec spojů na desce děličky (měř.: 1 : 1). . Zespoda je Cu fólie



Obr. 25. Rozmístění součástek na desce děličky

Na opačné straně desky je ponechána souvislá měděná fólie, která tvoří zemní rovinu. Pájecí plošky na straně součástek, které mají být uzemněny, jsou se zemní rovinou spojeny stejným způsobem, jako na desce oscilátorů.

Rozmístění součástek na desce je na obr. 25.

Všechny drátové propojky (není jich naštěstí moc, jsou připájené na straně součástek. Na výkresu rozmístění součástek není zakreslena dioda D20, která je vývodová je umístěna nad pouzdrem IO5. Rovněž dioda D1 je vývodová. Její vývody ohneme a připájíme ze strany součástek (neprocházejí deskou, jak by se z obrázku mohlo zdát).

Seznam součástek

(dělička)

R1	2,7 kΩ, SMD 1206
R2, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11	4,7 kΩ, SMD 1206
R3	680 Ω, SMD 1206
C1, C2	100 nF, SMD 1206
C1p	1 nF, SMD 0805, viz text
C20	1 nF, SMD 0805
C21, C22	100 pF, SMD 0805
D1	BZX83V003.3
D20	1N5818
IO1	74LXI74D
IO2, IO3, IO4	74LXI390D
IO5	74LXI00D
IO20	PE3513, SMD

deska s plošnými spoji č. VF DEL

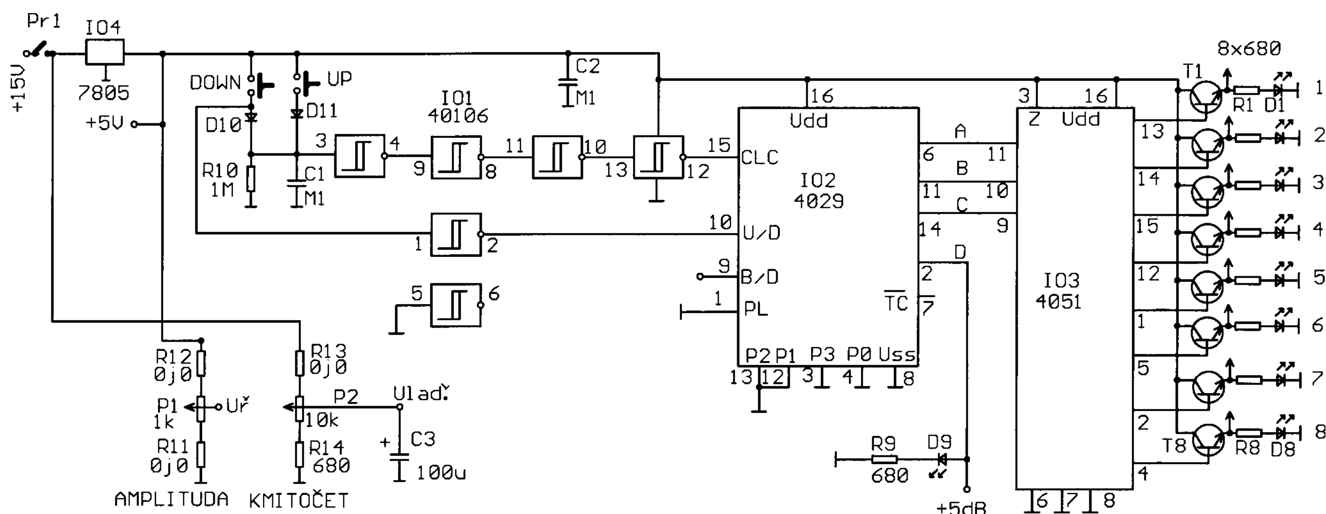
Deska ovládání

Popis funkce

Obvody na desce oscilátorů jsou navrženy tak, aby vf signál nemusel procházet žádnými přepínači, potenciometry ani relé a aby byl ovládán výhradně ss napětím. Tato ss ovládací napětí jsou vytvářena na desce ovládání.

Schéma desky ovládání je na obr. 26. Deska obsahuje elektronický přepínač rozsahů, který spíná napájecí napětí do jednotlivých dílčích oscilátorů, a dva potenciometry, z jejichž běžců se odebírají ovládací napětí U_{lad} (= U_L) a $U_ř$ (= U_R). Na desce je také stabilizátor napětí pro napájení celého generátoru.

Rozsahy bychom mohli přepínat vícepolohovým otočným přepínačem (např. dvanáctipolohovým jednopólovým typu P-DS1). Jeho cena a rozměry jsou srovnatelné s použitým elektronickým přepínačem, ten však vypadá lépe a umožňuje navíc ovládat funkci zvýšení úrovně vf signálu o +5 dB.



Obr. 26. Deska ovládání

Elektronický přepínač rozsahů se ovládá tlačítky DOWN (dolů) a UP (nahoru). Impulsy z tlačítek jsou tvarovány hradly typu 40106 (IO1) se Schmittovými klopnými obvody tak, aby měly pravoúhlý průběh bez zákmitů.

Vytvarovanými impulsy je krokován obousměrný čítač 4029 (IO2), který přes multiplexer 4051 (IO3) spíná jednotlivé tranzistory T1 až T8, přes které se přivádí napájecí napětí +5 V do dílčích oscilátorů na desce oscilátorů. Číslo napájeného oscilátoru (číslo rozsahu) indikují LED D1 až D8.

Výstup D čítače IO2 je volný, a proto jej po propojení se vstupem LIMITACE na desce oscilátorů můžeme využít k hrubému ovládání úrovně generovaného sinusového vf signálu.

Uvedením výstupu D do úrovně H se vyřadí z funkce obvod stabilizace amplitudy na desce oscilátorů, vf signál začne být limitován a jeho úroveň se zvýší minimálně o +5 dB. Stav zvýšené úrovně (označený jako +5 dB) indikuje LED D9.

Pro přechod do stavu +5 dB je nutné osmkrát stisknout tlačítko UP nebo DOWN. Komu by se to zdálo nepohodlné, může na vstup LIMITACE přivádět signál z páčkového přepínače, pro který se v přístroji vždy najde místo.

Zapojení potenciometrů P1 a P2 nevyžaduje komentář.

Na desce ovládání je také stabilizátor napětí 7805 (IO4), na který se přes spínač napájení přivádí vnější napájecí napětí +15 V.

Vnější napájecí napětí musí být dobře vyfiltrované a stabilizované, protože se přímo z něj potenciometrem P2 odvozuje ladicí napětí $U_{lad'}$.

Napětím +5 V z výstupu stabilizátoru IO4 se napájejí nejen obvody na desce ovládání, ale i deska oscilátorů a dělička.

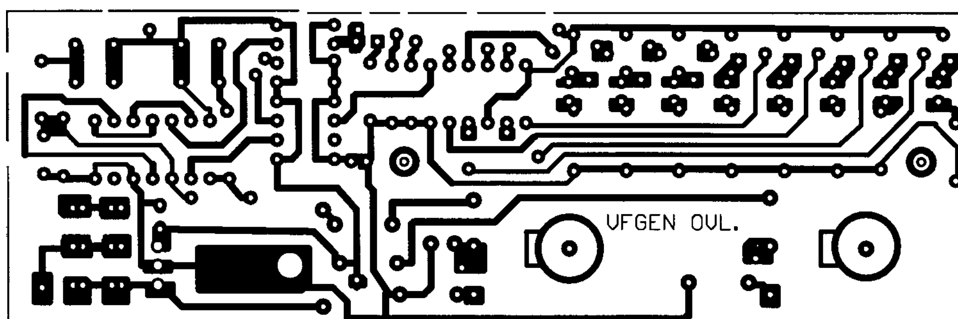
Konstrukce

Deska ovládání je zkonstruována z běžných vývodových součástek, které jsou připájeny na desce s jednostrannými plošnými spoji.

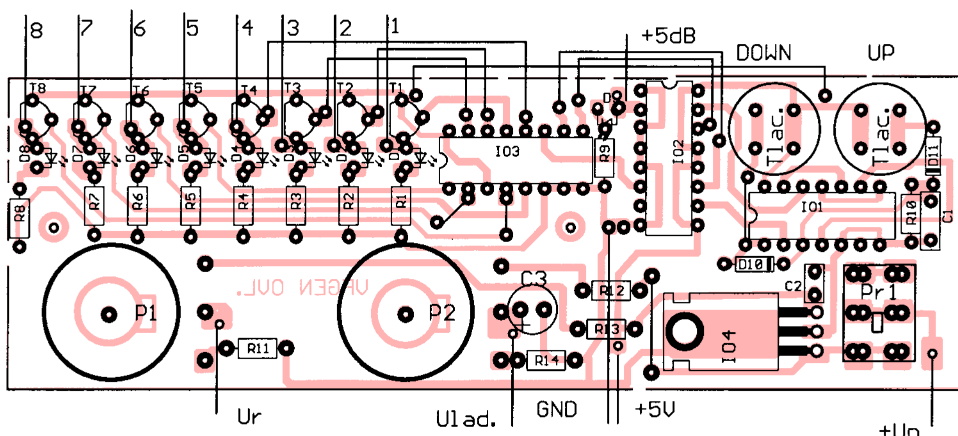
Obrazec spojů je na obr. 27, rozmístění součástek na desce je na obr. 28.

Použité rezistory jsou miniaturní o velikosti 0204 pro montáž do děr s roztečí 7,5 mm. Lze použít i rezistory TESLA typu TR191. Stabilizátor IO4 je položen na desce a je k ní přišroubován. Naležato je umístěn i radiální elektrolytický kondenzátor C3. Na desce je několik drátových propojek.

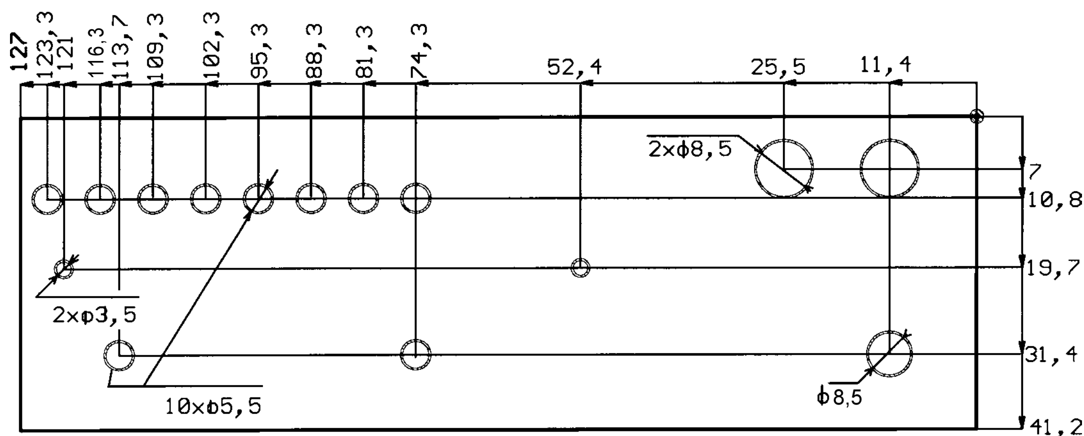
Potenciometry P1 a P2 s přiměřeně zkrácenými hřídelemi jsou přišroubovány k desce tak, aby jejich hřídele vyčnívaly na straně součástek. Vývody potenciometrů jsou spojeny s příslušnými pájecími ostrůvky na desce krátkými drátky.



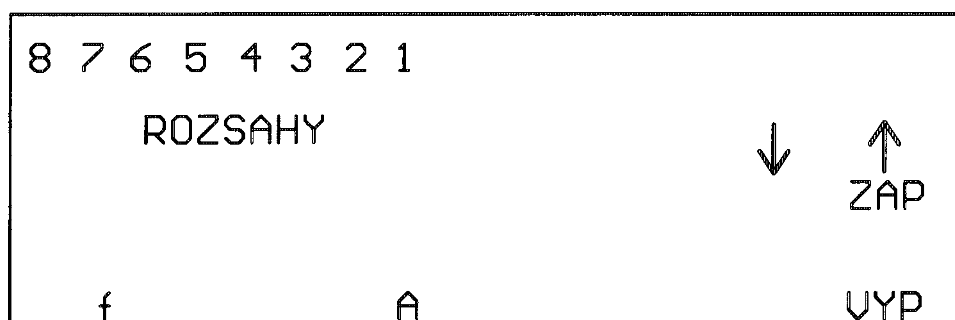
Obr. 27. Obrazec spojů na desce ovládání (měř.: 1 : 1)



Obr. 28. Rozmístění součástek na desce ovládání



Obr. 29. Výkres vrtání děr do předního panelu pro ovládací a indikační prvky desky ovládání (měř.: 1 : 1)



Obr. 30. Popis ovládacích a indikačních prvků desky ovládání na předním panelu (měř.: 1 : 1)

Do desky je zapájen i spínač napájení Pr1, pro jehož vývody je nutné do desky vypilovat díry obdélníkového tvaru.

Indikační LED D1 až D9 jsou připájeny na tak dlouhých vývodech, aby jejich pouzdra po připevnění desky k přednímu panelu generátoru přiměřeně vyčnívala z panelu.

Tlačítka UP a DOWN jsou rovněž zapájena v desce, jejich výška odpovídá výšce samotného „těla“ (kvádru) přepínače Pr1, která je 10 mm. Po zapájení jsou tlačítka k desce fixována tvrdým tavným lepidlem.

Zapojená deska ovládání je připevněna k přednímu panelu generátoru dvěma distančními sloupky s oboustrannými vnitřními závity M3 a maticí na přepínači Pr1 (panel musí ležet přímo na „těle“ přepínače). Potřebná délka sloupků je dána výškou „těla“ přepínače a je 10 mm.

Výkres vrtání děr do předního panelu pro ovládací a indikační prvky desky ovládání je na obr. 29.

Příklad popisu ovládacích a indikačních prvků je na obr. 30.

Seznam součástek

(deska ovládání)

R1 až R9, R14	680 Ω, 0204
R10	1 MΩ, 0204
R11, R12, R13	nezapojeny
P1	1 kΩ/lin., potenciometr
P2	10 kΩ/lin, potenciometr
C1, C2	100 nF, keramický
C3	100 μF/16 V, radiální
D1 až D9	LED
D10, D11	KA136 (1N4148)
T1 až T8	BC547B
IO1	40106
IO2	4029
IO3	4051
IO4	7805
Pr1	P-B069E, páčkový přepínač, dvoupólový
Tlac. (UP, DOWN)	tlačítka DT6 (2 ks)
knoflíky k potenciometrům	(2 ks)

deska s plošnými spoji č. VFGEN OVL.

Mechanická konstrukce vf generátoru

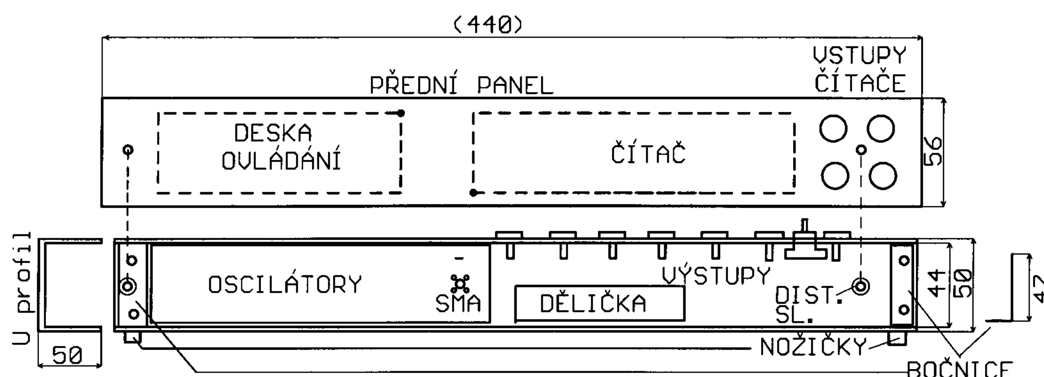
Konstrukce vf obvodů jsou po mechanické stránce většinou dosti složité.

V profesionální praxi bývají jednotlivé vf obvody umístěny v masivních hliníkových stínicích krytech vyfrézovaných z jednoho kusu materiálu. Kryty jsou uzavřeny víčky, která jsou připevněna velkým počten šroubků (čím vyšší kmitočet, tím více šroubků).

Levnější alternativou k frézovaným krytům jsou krabičky z pocínovaného plechu.

Jednotlivé funkční bloky jsou uvnitř profesionálního přístroje propojeny koaxiálními kabely s konektory SMA. Napájecí a ovládací vodiče se vedou do stíněných boxů vf filtračními průchodkami.

Popisovaný generátor jsem se snažil zkonstruovat co nejjednodušším způsobem tak, aby k jeho stavbě nebylo zapotřebí žádné speciální vybavení.



Obr. 31. Náčrtek skříňky generátoru a rozmístění desek s plošnými spoji ve skříňce

Generátor je vestavěn do skříňky zhotovené z hliníkového profilu U o příčných rozměrech 50x50x3 mm a o délce 438 mm (viz obr. 31).

V pracovní poloze přístroje je profil orientován tak, že boční stěny profilu tvoří dolní a horní stěnu skříňky a „spodek písmene U" tvoří zadní stěnu skříňky.

Na spodní stěnu jsou přilepeny nebo přišroubovány přístrojové nožky. Nožky jsou umístěny co nejvíc u kraje tak, aby jejich případné upevňovací šrouby nepřekážely uvnitř skříňky.

Boční stěny skříňky jsou uříznuty ze stejného profulu U. Mají tvar písmene L o šířce 44 mm a výšce 47 mm (viz obr. 31 vpravo dole). Svojí užší částí jsou přišroubovány k zadní stěně skříňky.

Zepředu je skříňka zakryta předním panelem zhotoveným z hliníkového plechu o tloušťce 2 mm a o rozměrech 440x56 mm. Panel je připevněn k zadní stěně skříňky dvěma distančními sloupky (na obr. 31 označenými jako DIST. SL.) s vnitřním závitem M3.

Levý sloupek má délku 44 mm a je umístěn zcela u kraje panelu. Pravý sloupek je dlouhý 47 mm a je umístěn na pravé straně panelu mezi zdířkami vstupů čítače.

Na zadní stěně skříňky je vlevo upevněna deska oscilátorů a vedle ní vpravo deska s děličkou. Desky jsou položeny zemní rovinou přímo na zadní stěnu skříňky a jsou k ní přišroubovány větším počtem šroubků, aby propojení zemně desky se skříňkou bylo dokonalé.

Pod pájecí ploškou výstupu vf signálu na desce oscilátorů je zevně na zadní stěně skříňky přišroubována přírubová zásuvka SMA nebo BNC. Střední vývod zásuvky prochází deskou oscilátorů a je připájen k pájecí plošce výstupu. Okolo vývodu musíme na rubové straně desky vrtákem odstranit zemní fólii!

Vpravo na horní stěně skříňky je umístěna řada izolovaných banánkových zdířek, na které jsou vyvedeny výstupy binárních signálů z děličky. Na konci řady je potenciometr P11 (a jemu příslušející dvě zdířky), kterým lze po propojení vnějším kablíkem s banánky regulovat amplitudu binárního signálu.

Místo řady zdířek by bylo možné použít pro volbu výstupu děličky vícepolohový přepínač, který se na horní stěnu skříňky též dobře vejde.

Vlevo na horní stěně skříňky jsou dvě zdířky spojené s běžci potenciometrů P1 a P2 na desce ovládání. Prostřednictvím těchto zdířek lze k ovládacímu napětí U_L nebo U_R přimixovat binární signál z děličky (přes rezistory o zkusmo vybraném odporu) a tak dosáhnout kmitočtové nebo amplitudové modulace vf signálu.

Na předním panelu je vlevo upevněna deska ovládání a napravo od ní deska čítače kmitočtu. Vstupní zdířky čítače jsou na panelu zcela vpravo.

Desky jsou přišroubovány k panelu pomocí distančních sloupků a matic na páčkových přepínačích. Díry pro ovládací a indikační prvky obou desek jsou do panelu zhotoveny podle obr. 29 a obr. 37.

Všechny ovládací a indikační prvky přístroje opatříme samolepicími štítky s popisem. Vodítkem pro jejich návrh mohou být obr. 30 a obr. 36. Štítky s označením nalepíme i ke všem zdířkám na panelu i na horní stěně skříňky.

V přístroji nejsou zapotřebí žádné stínící přepážky. Z oscilátorů pracuje vždy jen jeden, jejich vzájemné oddělení nemá smysl. Oscilátory s nejvyšším kmitočtem umístíme co nejvíc nalevo. Vzdálenost oscilátorů od děliček je dostatečná. Profil U svým tvarem a rozměry potlačuje vznik nežádoucích oscilací a vazeb uvnitř přístroje.

Na desce ovládání, která je umístěna těsně nad oscilátory, nejsou žádné obvody, která by mohly generovat rušivé signály a které by naopak mohly být snadno ovlivněny rušením.

Doporučuji pouze věnovat pozornost vzájemnému propojení desky ovládání s deskou oscilátoru. Příliš krátké vodiče by zkomplikovaly manipulaci při oživování. Příliš dlouhé vodiče by nakonec ležely zmuchlané v těsné blízkosti cívek a mohly by měnit jejich vlastnosti. Doporučuji proto vést svazek těchto kablíků stranou od desky oscilátorů k levému boku přístroje a umístit jej v okolí jednoho ze dvou distančních sloupků, kterými je připevněn přední panel. Případné použití vhodného konektoru usnadní manipulaci.

Deska čítače je spojena se zbytkem přístroje pouze dvěma napájecími vodiči. Její hodinový oscilátor s kmitočtem 4,194 MHz je umístěn co nejdále od ostatních obvodů. Kmitočty, které se v čítači jinak objevují, jsou řádu stovek Hz (multiplexování displeje, čítání vyšších třech řádů) a nemohou podstatným způsobem ovlivňovat další obvody.

Šestimístný čítač kmitočtu

V příloze Elektus 2001 časopisu Praktická elektronika jsem publikoval konstrukci pětimístného čítače kmitočtu, jehož základem byl IO typu 4534. Tento obvod uměl multiplexovat pět zobrazovacích jednotek a tím výrazně zjednodušil zapojení celého čítače. Bohužel se však přestal prodávat.

Dále popsaný šestimístný čítač kmitočtu má mimo jiné zmíněnou konstrukci pětimístného čítače nahradit.

Popis funkce

Šestimístný čítač pracuje v základním zapojení bez předděličky do kmitočtu 1 MHz a využijeme-li indikaci přetečení, můžeme měřit kmitočet až do 4 MHz. Čítačem můžeme měřit i velmi nízké kmitočty, protože má rozlišení 0,1 Hz. To vše při velmi malých pořizovacích nákladech na desce s jednostrannými a snadno vyrobitelnými plošnými spoji a s jednoduchou mechanickou konstrukcí.

Schéma čítače je na obr. 32.

Základem čítače jsou dva integrované třístupňové asynchronní čítače BCD typu 4553 (IO1 a IO2) zapojené v kaskádě. Výstupy všech stupňů čítačů jsou multiplexovány do vývodů Q0 až Q3 IO1 a IO2. V určitém okamžiku vybraný řád je indikován úrovení L na odpovídajícím výstupu /DS0 až /DS2 (znak / zastupuje znaménko negace). Díky multiplexováni je zapojení čítače výrazně zjednodušeno. Místo šesti dekodérů z kódu BCD na sedmisegmentový postačí pouze dva. Čítače 4553 mají i střadač načítané hodnoty, což usnadňuje její zobrazení.

Signál, jehož kmitočet se měří, se přivádí na taktovací vstup /CP0 prvního čítače IO1. Čítač mění stav při sestupné hraně impulsu na taktovacím vstupu /CP0 (nebo při vzestupné hraně impulsu na taktovacím vstupu CP1). Vždy po naplnění čítačů v IO1 (načítání hodnoty 999) se na výstupu TC IO1 objeví impuls úroveň H (přenos do vyššího řádu), který je dále čítán čítači v IO2.

Doba čítání se odvozuje od kmitočtu krystalu 4,194 MHz obvodem 4521 (IO5), který obsahuje oscilátor a dvacetičtyřstupňovou binární děličku. Na výstupu Q23 IO5 je pravoúhlý signál o kmitočtu 0,5 Hz. Tento signál se přivádí na vstupy /EL IO1 a IO2. Při úrovni L, která je na vstupech /EL po dobu 1 s, probíhá čítání. Při úrovni H, která je pak na vstupech /EL také po dobu 1 s, zůstává načítaná hodnota zapsána ve vnitřních střadačích čítače, abychom si ji stačili přečíst. Načítaná hodnota se zobrazuje na displeji pomocí dekodérů z kódu BCD na sedmisegmentový typu 4543 (IO3, IO4). Při přechodu signálu na vstupech /EL z úrovně H do L se čítače v IO1 i IO2 vynulují velmi úzkým kladným nulovacím impulsem přivedeným na jejich vstupy MR (Master Reset). Nulovací impuls se získává ze sestupné hrany signálu na výstupu Q23 IO5 derivačním článkem *C1*, *R16* a tvarovačem a invertorem se třemi hradly NAND typu 4011 (IO6). Průběhy impulsů na vstupech /EL a MR obvodů IO1 a IO2 ilustruje obr. 33.

Oscilátor pro multiplexer je součástí IO1, kmitočet f_m multiplexeru, který není příliš kritický, lze určit při napájecím napětí 5 V podle vzorce:

$$f_m = 0{,}4/C5 \qquad [\text{Hz; µF}].$$

Čítač kmitočtu má tři vstupy: A, B a C.

Vstup A je přímý. Na tento vstup se může přivádět pouze binární (logický)

signál - pravoúhlé impulsy se strmými hranami o amplitudě 3,3 až 5 V a o kmitočtu maximálně 4 MHz.

Vstup B obsahuje rychlou předděličkou deseti typu 74HCT4518 (IO10). Tato předdělička má při pokojové teplotě zaručen maximální vstupní taktovací kmitočet 25 MHz.

Vstup C je osazen rychlým OZ typu LM318 (IO8) zapojeným jako komparátor, kterým můžeme zpracovávat slabé signály o velikosti desítek až stovek mV zhruba do kmitočtu 200 kHz. Použitý OZ v tomto zapojení nepotřebuje kmitočtovou kompenzaci (kondenzátor o kapacitě 10 pF mezi vývody 1 a 8), protože pracuje bez záporné zpětné vazby. Aby měl komparátor dobré vlastnosti i na vyšších kmitočtech, nesmí být odpor rezistoru R17 příliš velký.

Přítomnost signálu na vstupu B a funkci předděličky IO10 indikuje LED D5 svým rozsvícením (při nízkém kmitočtu blikáním).

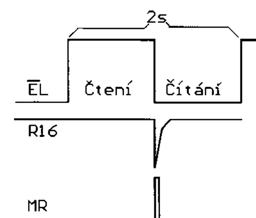
Obdobně při přítomnosti signálu na vstupu C a při funkci komparátoru s IO8 svítí LED D4. Svit LED D4 nám usnadní správně nastavit citlivost komparátoru potenciometrem P1. Při příliš malé citlivosti komparátor nepřeklápí, při příliš velké citlivosti může překlápět vlivem rušivých signálů (např. vlivem brumového napětí).

Výstup přenosu TC do vyššího řádu u obvodu IO2 můžeme využít k rozšíření kmitočtového rozsahu přístroje. Např. přidáním dekadického čítače (1/2 obvodu 4518), dekodéru z kódu BCD na segmisegmentový kód (obvodu 4543) a jedné zobrazovací jednotky bychom získali sedmimístný čítač. Zapojení by se ale stalo složitějším a vyžadovalo by desku s dvoustrannými plošnými spoji.

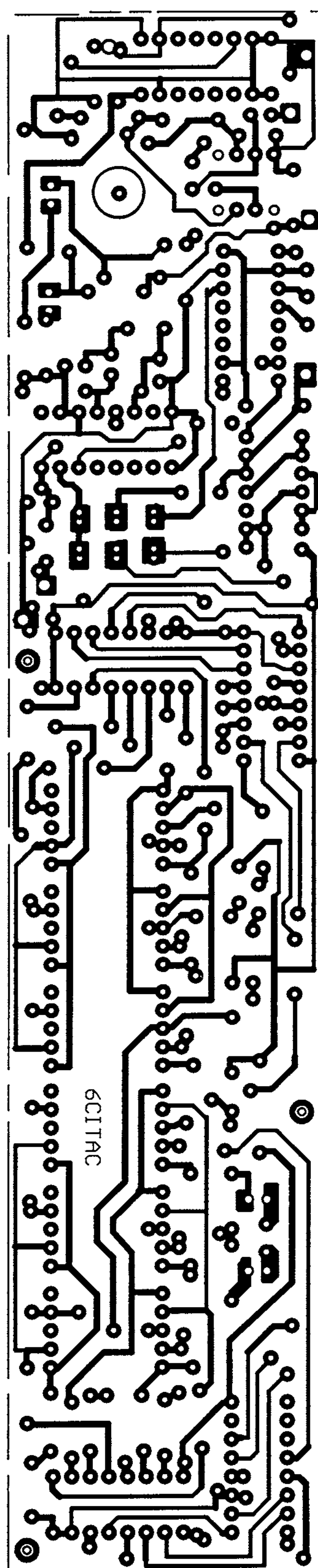
Pokud k výstupům Q1 a Q2 přidaného dekadického čítače IO7a připojíme pouze LED (D1, D2), bude přístroj trochu „vidět za roh“ a zobrazí přetečení displeje až do kmitočtu 3,999 999 MHz. Čítač IO7a ale není vybaven střadačem, takže zobrazení pomocí LED není příliš komfortní. Je třeba si uvědomit, že lepší způsob zobrazení by vedl ke složitějšímu obvodovému řešení, které by se pravděpodobně neobešlo bez dvoustranných plošných spojů.

Pokud potřebujeme měřit nízké kmitočty s rozlišením 0,1 Hz, prodloužíme dobu čítání na 10 s. Přepínačem Př1b přivedeme na vstupy /EL čítačů v obvodech IO1 a IO2 trvale úroveň L,

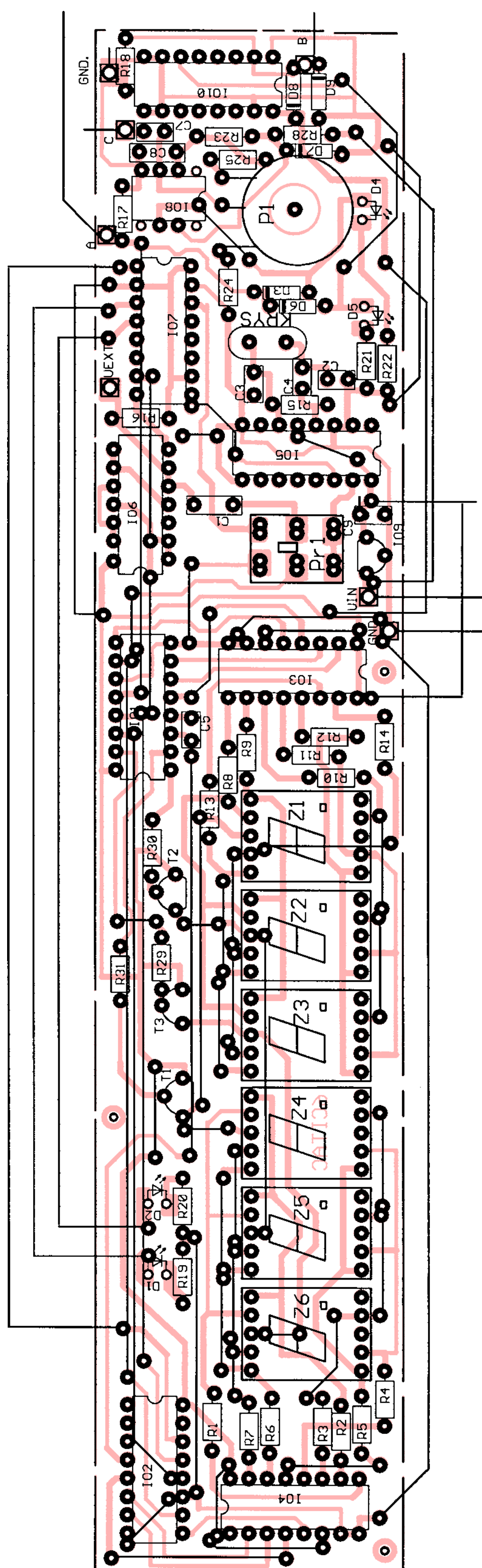
Obr. 32. Čítač kmitočtu



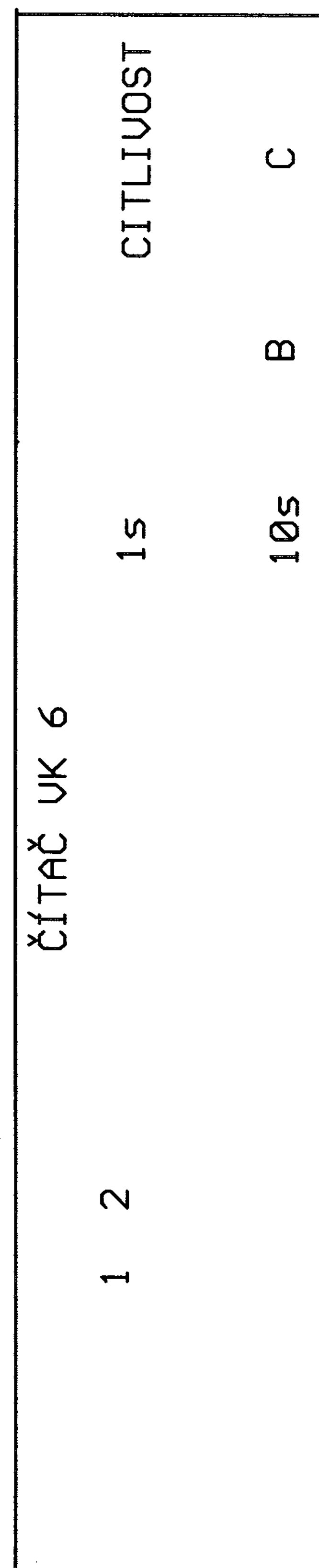
Obr. 33. Průběhy impulsů na vstupech /EL a MR obvodů IO1 a IO2



Obr. 34. Obrazec spojů čítače kmitočtu (měř.: 1 : 1)



Obr. 35. Rozmístění součástek na desce čítače kmitočtu



Obr. 36. Popis ovládacích a indikačních prvků čítače kmitočtu na předním panelu (měř.: 1 : 1)

aby stále čítaly, a přepínačem Př1a určíme, že nulovací impulsy budou přicházet do nulovacích vstupů čítačů každých 10 s. Binární signál s periodou 10 s je generován dekadickým čítačem 4518 (IO7b) použitým jako dělička. Prodloužením doby čítání se zlepší přesnost měření nízkých kmitočtů. V tomto režimu ale již neexistuje prodleva na čtení zobrazené načítané hodnoty, po vynulování začíná čítání ihned znovu. Vzhledem k tomu, že se v tomto režimu měří pouze velmi nízké kmitočty, nemění se údaj na displeji příliš rychle, takže maximální načítané číslo lze snadno přečíst.

Není ani vyloučeno po malých úpravách zapojení a při použití vícepolohového přepínače Př1 připojit externí zdroj nulovacích impulsů úrovně H (H = nulování). Externí nulovací signál (pro měření velmi nízkých kmitočtů) můžeme generovat např. ručně tlačítkem.

Všechny obvody čítače kromě IO8 jsou napájeny stabilizovaným napětím

Obr. 37. *Výkres vrtání děr do předního panelu pro ovládací a indikační prvky čítače kmitočtu (měř.: 1 : 1)*

+5 V, které se odebírá ze stabilizátoru IO9. OZ IO8 potřebuje větší napájecí napětí (minimálně 6 V), avšak nikoliv zase příliš velké, aby se tím nesnižovala rychlost OZ. Zvolil jsem proto napětí +6,2 V, které je stabilizováno Zenerovou diodou D7. Odpor předřadného rezistoru R28 volíme podle velikosti vnějšího napájecího napětí U_n. Odběr obvodu IO8 je asi 2 mA, k tomu připočítáme nějaký proud (2 až 3 mA) pro Zenerovu diodu D7.

Největší odběr proudu má displej, protože obsahuje mnoho dílčích diod LED. Při použití segmentovek typu HDA554RD potřebujeme pro dosažení dobrého jasu proud 2 až 3 mA na segment, vzhledem k multiplexnímu provozu volíme tento proud raději větší.

Proud jednoho segmentu I_s vypočítáme podle vzorce:

$I_s = (5 - 0{,}2 - 1{,}7)/R1(\text{až } R14)$ [A; V, Ω].

V první závorce uvedeného vzorce je číslo 5 napájecí napětí 5 V, číslo 0,2 je saturační napětí 0,2 V sepnutých tranzistorů T1 až T3 a číslo 1,7 je prahové napětí 1,7 V diod LED v displeji.

Celkový proud displeje může být v nejnepříznivějším případě čtrnáctinásobkem vypočteného proudu jednoho segmentu.

Zmenšení proudu bychom dosáhli použitím účinnější zobrazovací jednotky HDSP-H111, která má stejné rozměry i zapojení vývodů a které by stačil proud 0,7 mA na segment. Při jejím použití bychom mohli zvětšit odpor rezistorů R1 až R14 až na 4,7 kΩ.

Pomocí změn kapacit kondenzátorů C2 a C3 můžeme přístroj přesně kmitočtově zkalibrovat, pokud máme k dispozici jiný čítač kmitočtu s dobrou přesností.

Dotyk prstem v oblasti krystalu nebo změna napájecího napětí nesmí ovlivnit načítanou hodnotu. Touto kontrolou ověříme, že krystal skutečně kmitá na svém jmenovitém kmitočtu.

Ke správné funkci IO8 nesmí být jeho vstupní napětí blízké potenciálu země, což zajišťuje rezistor R24.

Při návrhu obvodů čítače byla použita kniha Přehled obvodů řady CMOS 4000, 1. a 2. díl od P. Jedličky, vydaná v nakladatelství BEN v Praze.

Konstrukce

Vzhledem k relativně malému počtu pasivních součástek a kvůli pohodlnému zapojování je čítač zkonstruován s vývodovými součástkami na desce s jednostrannými plošnými spoji. Tvar desky jsem zvolil tak, aby čítač bylo možné umístit do profilu U o rozměrech 50x50x3 mm (viz obr. 31 mechanické konstrukce vf generátoru).

Obrazec spojů je na obr. 34, rozmístění součástek na desce je na obr. 35.

Na desce je větší počet drátových propojek, některé vedou pod integrovanými obvody. Pokud jsem však nechtěl použít desku s dvoustrannými spoji nebo zmenšovat šířku spojů a mezer mezi nimi, nebyla jiná možnost. Tyto propojky zapájíme jako první a velmi pečlivě. Zvlášť pod IO1 a IO6 je nutné na propojky použít tenké dráty, aby se pak nad nimi tyto obvody daly dobře zapájet.

Krystal je připájen naležato, diody LED mají tak dlouhé vývody, aby přiměřeně vyčnívaly z předního panelu, na který se deska přimontuje. Pod potenciometr je vložena izolační podložka, aby nezkratoval spoje pod sebou.

Zapojená deska čítače je připevněna k přednímu panelu generátoru dvěma distančními sloupky o délce 12 až 13 mm a maticí na přepínači Př1.

Výkres vrtání předního panelu je na obr. 37. Příklad popisu ovládacích a indikačních prvků je na obr. 36.

Seznam součástek

R1 až R14	4,7 kΩ (680 Ω), miniaturní, viz text
R15, R18	1,5 MΩ, miniaturní
R16, R23	120 kΩ, miniaturní
R17	43 (47) kΩ, miniaturní
R19 až R22	680 Ω, miniaturní
R24	43 kΩ, miniaturní
R25	4,7 kΩ, miniaturní
R28	1,8 kΩ, miniaturní (pro U_n = 15 V)
R29 až R31	30 kΩ, miniaturní
P1	100 kΩ/lin., potenciometr (TP 160)
C1	100 pF, keramický NPO
C2	82 pF, keramický NPO
C3	22 pF, keramický NPO
C4	330 pF, keramický NPO
C5	470 pF, keramický NPO
C7 až C9	100 nF, keramický
krystal	4,194 MHz
D1, D2, D4, D5	LED
D3, D6, D8, D9	KA136 (1N4148)
D7	BZX83V006.2 (Zener. dioda 6,2 V)
T1 až T3	BC557B (PNP)
IO1, IO2	4553
IO3, IO4	4543
IO5	4521
IO6	4011
IO7	4518
IO8	LM 318
IO9	78L05
IO10	74HCT4518
Z1 až Z6	HDSP-H111 (HDA554RD)
Př1	P-B069E, páčkový přepínač, dvoupólový

deska s plošnými spoji (DPS) č. 6CITAC

Cena: DPS: 92,- Kč, součástky: 628,- Kč

Veškeré dotazy na adrese:
Ing. Jiří Vlček, Tehov 122,
251 01 Říčany u Prahy.
Telefon domů: 323 641 563
Mobilní telefon: 723 799 875
E-mail: *vlcek-j@seznam.cz*
Internet: *www.vlcek.aktualne.cz*

UŽITKOVÁ ELEKTRONIKA

Ing. Jiří Vlček

V této kapitole jsou popisovány různé užitečné přístroje do laboratoře, pro domácnost i pro volný čas. Všechny konstrukce představují vždy co nejjednodušší a nejlevnější řešení daného problému.

Ve všech konstrukcích jsou použity desky s jednostrannými plošnými spoji. Spoje jsou co nejširší a jsou mezi nimi jsou dostatečné mezery, takže výrobu a osazení desek by měli zvládnout i začátečníci.

Laboratorní zdroj 30 V/5 A se snižujícím měničem

Při konstrukci lineárních napájecích zdrojů jsou hlavním problémem jejich velké tepelné ztráty a s tím související malá účinnost.

Jejich ztrátový výkon $P_{ztrát}$ je:

$$P_{ztrát} = (U_1 - U_2)\cdot I_2 \qquad [W; V, A],$$

kde U_1 je vstupní napětí, U_2 je výstupní napětí a I_2 je výstupní proud.

Např. pro U_1 = 30 V, U_2 = 5 V a I_2 = = 3 A je ztrátový výkon 75 W, což odpovídá ploše chladiče (svislého, černěného) přibližně 4 dm^2.

V časopise Konstrukční elektronika 2/2002 jsem takový lineární zdroj popsal a k omezení ztrátového výkonu jsem použil transformátor s větším počtem odboček, které je nutné při provozu přepínat.

Při ještě větším ztrátovém výkonu přestává být toto řešení výhodné. Proto se profesionální laboratorní zdroje nyní vyrábějí velmi často jako spínané. Stavba takového zdroje je ale pro amatéry velmi obtížná. Návrh transformátoru s feritovým jádrem, který pracuje na kmitočtu okolo 100 kHz, je velmi náročný. V transformátoru se uplatňuje povrchový jev ve vodičích a ztráty energie v jádru je nutné rovněž správně vypočítat. Mezi jednotlivými vrstvami vinutí musí být dobrá izolace, protože je mezi nimi velké napětí. Problémy s odrušením a s bezpečností rovněž nelze podcenit. Takovéto konstrukce proto amatérům nedoporučuji.

Vhodným kompromisem mezi klasickým a spínaným zdrojem je zdroj se snižujícím měničem, který je dále popsán.

Popis funkce

Schéma laboratorního zdroje se snižujícím měničem je na obr. 1.

Zdroj obsahuje velký síťový transformátor, který pracuje na kmitočtu 50 Hz. Sekundární napětí transformátoru je usměrněno a vyfiltrováno síťovým usměrňovačem s diodami D23 až D26 a filtračními kondenzátory C8 až C8C. Napětí na kondenzátorech C8 označíme jako U_1. Díky tomu, že je ve zdroji použit snižující měnič, může být zvlnění napětí U_1 větší, než kdyby za usměrňovačem následoval lineární stabilizátor. Proto je možné podstatně zmenšit rozměry a kapacitu filtračních kondenzátorů, jejichž cena není zanedbatelná.

Za síťovým usměrňovačem následuje pulsní snižující měnič v zapojení se společnou diodou. Měnič je řízen integrovaným obvodem UC3843 (IO1), který byl podrobně popsán v časopise Konstrukční elektronika 4/2003.

Z principu činnosti pulsního měniče vyplývá, že jeho výstupní napětí obsahuje střídavou složku o amplitudě desítek až stovek mV, kterou potom potlačují další filtry *LC*. Při experimentální činnosti zvláště v radiotechnice toto zvlnění může vadit a k takovému zdroji nemusí být důvěra.

K dosažení dobré kvality celého zdroje je proto za pulsní měnič zařazen ještě lineární stabilizátor s malým úbytkem napětí (low-drop), který potlačuje rušivé složky ve výstupním napětí zdroje.

Snižující měnič můžeme doplnit dalšími součástkami tak, aby posloužil i jako zdroj záporného napětí. Výstupní proud zdroje záporného napětí bude sice relativně malý, ale to v mnoha případech nevadí. Navíc takový zdroj získáme praktický zdarma.

Měnič pracuje na kmitočtu zhruba 50 kHz, což je dáno hodnotami součástek R2 a C2. Měnič pracuje s konstantním kmitočtem. Kmitočet je zvolen tak, aby byla účinnost měniče co možná nejlepší.

K hrubé regulaci výstupního napětí slouží potenciometr P1. Přes P1 se výstupní napětí zdroje porovnává s referenčním napětím 2,5 V na vývodu *2* IO1 a na základě toho se pulsní šířkovou modulací (PWM) řídí střída impulsů. Ta zpětně ovlivňuje výstupní napětí, které je takto regulováno.

Dělič R18, P1 určuje maximální velikost výstupního napětí $U_{2\ max}$* měniče (tj. napětí na kondenzátoru C4) podle vztahu:

$$2{,}5/U_{2\ max}^* = R18/(R18 + P1) \qquad [V; \Omega],$$

kde *P1* je maximální odpor potenciometru P1 (R20 je zkratován).

Pokud bude rezistor R20 zkratován, bude minimální velikost výstupního napětí 2,5 V. Zapojením tohoto rezistoru je možné minimální velikost výstupního napětí zvětšit.

Součástky C1, D1 a D2 zapojené k IO1 zajišťují měkký start měniče.

Obvod UC3843 (IO1) má maximální napájecí napětí 30 V (při napětí 34 V jej vypíná přepěťová ochrana).

Pokud bude napájecí napětí U_1 na filtračním kondenzátoru C8 větší, zmenšíme napájecí napětí pro IO1 Zenerovou diodu D4 s předřadným rezistorem R7. Napájecí napětí IO1 pak bude rovno Zenerovu napětí U_{D4} diody D4. Odběr IO1 je v klidovém stavu 0,5 mA a při provozu je 11 (max. 17) mA. S rezervou můžeme proto předpokládat, že součet napájecího proudu IO1 a proudu Zenerovou diodou D4 je asi 20 mA.

Z předchozích údajů můžeme vypočítat odpor předřadného rezistoru R7 podle vzorce:

$$R7 = (U_1 - U_{D4})/20 \qquad [k\Omega; V].$$

Minimální napájecí napětí obvodu UC3843 je 8,4 V. Tento obvod je původně určen k buzení MOS tranzistorů s kanálem N. V našem případě proto musíme jeho výstupní signál invertovat tranzistorem T1. Spínání tranzistoru T1 zrychluje antisaturační Schottkyho dioda D21 (díky této diodě se tranzistor nedostane do saturace, jeho napětí kolektor-emitor neklesne až k nule).

Laboratorní zdroj je možné dálkově vypínat přivedením kladného napětí o velikosti +5 V na svorku OFF. Přivedené napětí se dostane přes diodu D9 a rezistor R29 na vývod *3* IO1 (proudové omezení) a zablokuje měnič.

Obr. 1. Laboratorní zdroj 30 V/5 A se snižujícím měničem

Jako spínač je v měniči použit tranzistor MOSFET s kanálem P typu IRF9540 (IO3) s maximálním kolektorovým proudem I_D = 19 A. Pro výstupní proudy měniče okolo 5 A bych doporučil použít dva tranzistory místo jednoho, aby se zmenšil výkon rozptylovaný každým tranzistorem (při paralelním řazení dvou tranzistorů poteče každým tranzistorem poloviční proud a tudíž i výkonová ztráta každého tranzistoru bude poloviční). Paralelní řazení tranzistorů MOSFET je bez problémů.

Výstupní napětí měniče se v rozsahu asi 1,2 V jemně reguluje lineárním stabilizátorem, který je zapojen za měničem.

Jako spojitý regulační prvek jsem použil tranzistor MOSFET (T5) stejného typu jako v měniči. Při větším výstupním proudu doporučuji ze stejného důvodu, jaký byl uveden dříve, regulační tranzistor T5 zdvojit.

Operační zesilovač (OZ) IO2a porovnává výstupní napětí zdroje s napětím nastaveným potenciometrem P2 (potenciometr P2 slouží k jemné regulaci výstupního napětí). Klesne-li napětí na výstupu zdroje, zmenší se i napětí na výstupu IO2a a tranzistor T5 se více otevře.

OZ IO2a pracuje ve spojitém (lineárním) režimu s velkým, ale konečným zesílením. Kondenzátor C13 zmenšuje zesílení OZ IO2a na vysokých kmitočtech a tím zajišťuje stabilitu regulační smyčky. Kondenzátor C3 zlepšuje potlačení rušivých napětí. Rezistor R21 slouží také jako zátěž pro měnič, který nemusí naprázdno dobře pracovat.

Při větších výstupních proudech je možné zkratovat diodu D10 a omezit tak výkonovou ztrátu tranzistoru T5. Tento tranzistor může pracovat s velmi malým rozdílem vstupního a výstupního napětí (menším než 1 V), avšak čím je menší rozdíl vstupního a výstupního napětí, tím horší je potlačení rušivých napětí. V popisovaném lineárním stabilizátoru zajišťuje minimální úbytek napětí na tranzistoru T5 (asi 0,7 V) dioda D10, rozsah jemné regulace (asi 1,2 V) určují diody D11 a D12.

K regulaci výstupního proudu zdroje snímáme úbytek napětí na bočníku R16 a zesilujeme jej operačním zesilovačem IO2b. Zesílení OZ IO2B měníme potenciometrem P3 od jedné do padesáti, abychom tak nastavili požadovaný výstupní proud. Pokud napětí na výstupu IO2b dosáhne velikosti 1 V, začne IO1 omezovat výstupní napětí.

Jestliže chceme omezení výstupního proudu regulovat v rozsahu 10 mA až 5 A, potenciometr P3 k tomu nestačí. Je proto doplněn spínačem S1. Sepnutím S1 se zesílení OZ IO2b zvětší desetkrát.

Při proudu 10 mA (což jest minimální proud, který je možné nastavit) bude na bočníku R16 úbytek napětí

1 mV. Zesílit toto napětí je již na hranicích možností běžných operačních zesilovačů. Musíme proto kompenzovat vstupní napěťovou nesymetrii operačního zesilovače IO2B a musíme jej napájet dobře stabilizovaným napětím. Ke kompenzaci vstupní napěťové nesymetrie OZ IO2b slouží rezistory R17, R29 a trimr P4, kterým při nulovém výstupním proudu zdroje nastavíme nulové napětí na výstupu OZ IO2b.

Maximální velikost výstupního napětí zdroje je limitována velikostí kladného napájecího napětí OZ IO2.

Proto volíme kladné napájecí napětí IO2 co největší (+33 V) a záporné napájecí napětí IO2 co nejmenší, zhruba -2 V. Celkové napájecí napětí OZ typu TL064 nesmí překročit 36 V, nebo lépe 30 V, vzhledem k povolenému rozkmitu ±15 V vstupního napětí OZ. OZ typu TL064 je použit proto, že tento typ má malý napájecí proud, což usnadňuje stabilizaci jeho napájecího napětí.

Napětí -2 V se získává zdvojovačem se součástkami D14, D15, C6 a C7 a je stabilizováno diodou LED D8 s předřadným rezistorem R28. LED D8 zároveň indikuje zapnutí zdroje.

Kladné napájecí napětí pro OZ IO2 (maximálně +33 V, raději však menší) se získává stabilizátorem se Zenerovou diodou D20 ze vstupního napětí měniče U_1 na filtračním kondenzátoru C8. Proto by mělo být napětí U_1 o několik voltů větší než požadované kladné napájecí napětí OZ IO2.

Referenční napětí +5,1 V je vytvářeno stabilizátorem se Zenerovou diodou D19 ze stabilizovaného napětí +33 V na Zenerově diodě D20. Referenční napětí by samozřejmě bylo možné stabilizovat i monolitickým stabilizátorem napájeným napětím +30 V (mezní vstupní napětí monolitických stabilizátorů bývá +35 V).

Referenční napětí +5,1 V se používá pro komparátory IO2c a IO2d v obvodu proudové pojistky a pro kompenzaci napěťové nesymetrie IO2b.

Napětí na výstupu IO2b můžeme využít pro přesné měření výstupního proudu, např. digitálním panelovým měřicím přístrojem, který jsem popsal v časopisech Konstrukční elektronika 2/2000 a Electus 2003.

Digitální panelový měřicí přístroj je samozřejmě vhodné použít i pro měření výstupního napětí zdroje.

Režim omezení výstupního proudu je indikován LED D6, kterou spíná komparátor s OZ IO2d. Jeho rozhodovací úroveň je přibližně nastavena děličem s rezistory R12 a R11 tak, aby souhlasila s rozhodovací úrovní pro omezení výstupního napětí u IO1. U toho výrobce uvádí omezení výstupního napětí při úrovni 0,9 až 1,1 V na vývodu *3* IO1. Dělič R11, R12 můžeme přidáním paralelních rezistorů přesně nastavit tak, aby rozsvícení D6 přesně indikovalo omezení výstupního napětí a přechod do režimu zdroje proudu.

Je obecně známo, že spínané zdroje při rychlých změnách výstupního proudu reagují pomaleji než zdroje lineární. Aby při zkratu na výstupu nevznikl velký proudový impuls, je regulace proudu zavedena i do lineárního stabilizátoru. Při napětí větším než 1,2 V na výstupu IO2b se rychle překlopí komparátor IO2c do nízké úrovně napětí, tím se přes D17 uvede do nízké úrovně vstup IO2a a výstupní napětí zdroje se zmenší bez zbytečného zpoždění. Případné odpojení diody D17 a zrušení této rychlé proudové ochrany nezhorší stabilitu celého zapojení.

Snižující měnič je možné velmi snadno doplnit invertujícím měničem se součástkami L3, D3 a C11. Invertující měnič je zdrojem záporného napětí, který je regulován ze zdroje kladného napětí. Výstupní proud invertujícího měniče je však několikanásobně menší než výstupní proud snižujícího měniče.

Cívka L3 je navinuta na jádru cívky L1. Ve zkušebním vzorku má cívka L3 32 závitů měděného lakem izolovaného vodiče o průměru 0,5 mm.

Když za invertující měnič zapojíme stabilizátor IO3, vytvoříme tak snadno pomocný regulovatelný zdroj záporného napětí. Podmínkou činnosti tohoto zdroje je stálý odběr proudu z kladné větve zdroje. V takovém případě můžeme ze zdroje záporného napětí odebírat maximálně čtvrtinový proud při polovičním výstupním napětí oproti kladné větvi.

K dosažení maximálního výstupního napětí +30 V je nutné, aby napětí U_1 na filtračním kondenzátoru C8 mělo velikost alespoň 40 V. Čím větší je toto napětí, tím menší jsou požadavky na velikost kondenzátoru C8 (při velkém odběru proudu je napětí na kondenzátoru C8 značně zvlněné a nesmí poklesnout pod námi nastavenou velikost výstupního napětí zdroje).

Čím větší ale bude napětí U_1, tím větší bude výkonové zatížení rezistorů R8 a R9. Jejich odpor však nemůžeme zvětšit s ohledem na kapacitu hradla tranzistoru T3. Ta se musí nabíjet a vybíjet přes malý odpor co možná nejrychleji, aby na tranzistoru T3 zbytečně nevzrůstaly ztráty.

Kapacitu kondenzátorů C5 a C8 volíme podle požadavků na odběr proudu. Musíme je složit z několika menších kondenzátorů, aby jejich výsledný ekvivalentní sériový odpor (*ESR*) byl co nejmenší.

Protože potřebná filtrační kapacita C8 (pro odfiltrování zvlnění o kmitočtu 100 Hz) bude pravděpodobně dosti velká (1000 μF na každý ampér odebíraného proudu), bude možná nutné umístit přídavné kondenzátory C8 naležato na straně spojů desky.

Při větším odběru proudu bych doporučoval použít jako D23 až D26 Schottkyho diody (se závěrným napětím alespoň 60 V). Na usměrňovači z běžných křemíkových diod bude při proudu 3 A úbytek napětí okolo 2 V a ztráta výkonu asi 6 W. Při použití Schottkyho diod budou tyto ztráty poloviční.

Jako cívku L1 jsem vyzkoušel typ 51V32, která má 80 μH a je určena pro proud max 10 A. Tuto cívku prodává firma GES ELECTRONIC. Cívka je navinuta na žlutém železoprachovém toroidním jádru (vhodném pro kmitočty do 100 kHz), má vnější průměr 32 mm a je na ní navinuto 35 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 1 mm. Velikost jádra této cívky má vliv na maximální odebíraný proud. Indukčnost není kritická, ale případné zmenšení jádra by mělo negativní vliv, při větším výstupním proudu měniče by se zmenšila jeho účinnost.

Pokud bychom chtěli z měniče odebírat výstupní proud větší než 5 A, bylo by nutné navinout cívku L1 na větším jádru tlustším drátem.

Cívku L2 jsem navinul na zelené železoprachové toroidní jádro (vhodném pro kmitočty do 200 kHz) s vnějším průměrem 17 mm. Cívka má indukčnost 30 μH a má 24 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 1 mm. Provedení této cívky není kritické a nemá velký vliv na vlastnosti zdroje.

Cívka L1 je umístěna naležato v prostoru nad potenciometrem P1 (hřídelka potenciometru prochází vnitřkem jádra cívky L1), cívka L2 je nastojato. Obě cívky doporučuji upevnit k desce s plošnými spoji např. Lukoprénem.

Tento konstrukční návod je určen především pokročilejším zájemcům, kteří jsou schopni si na základě uvedeného popisu dopočítat hodnoty součástek podle svých vlastních požadavků, kteří mají k dispozici osciloskop a kteří jsou schopni vyřešit případné problémy s odrušením.

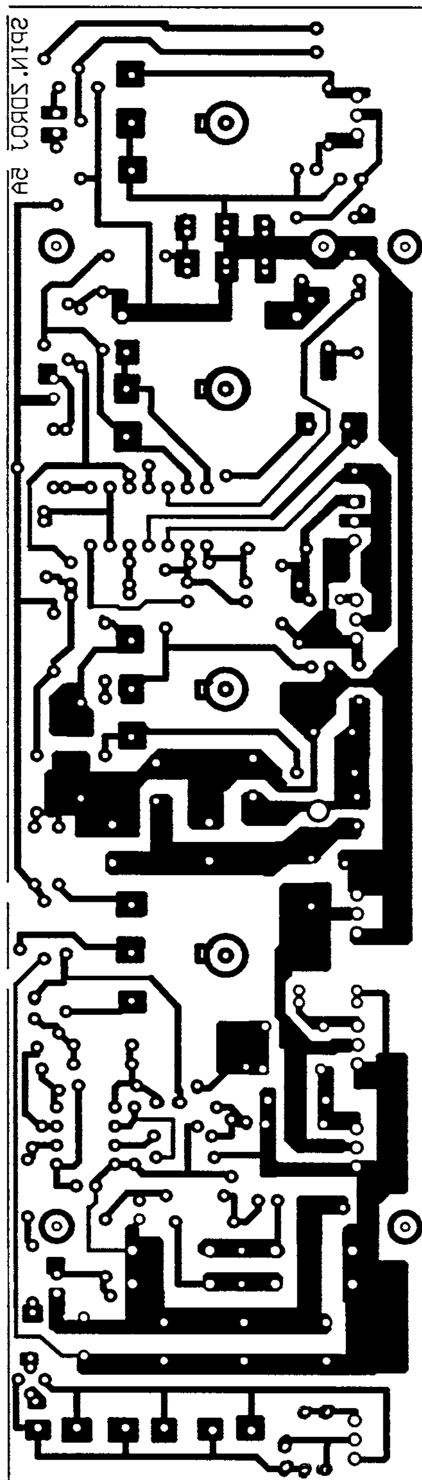
Napájecí napětí U_1 může být samozřejmě menší než je uvedeno. Rozdíl vstupního napětí (U_1) a výstupního napětí zdroje ($+U_{out}$) by měl být minimálně 5 V.

Obvod jemné regulace napětí je případně možné vynechat, pokud nemáme (např. pro nabíjení baterií) extrémní požadavky na zvlnění výstupního napětí.

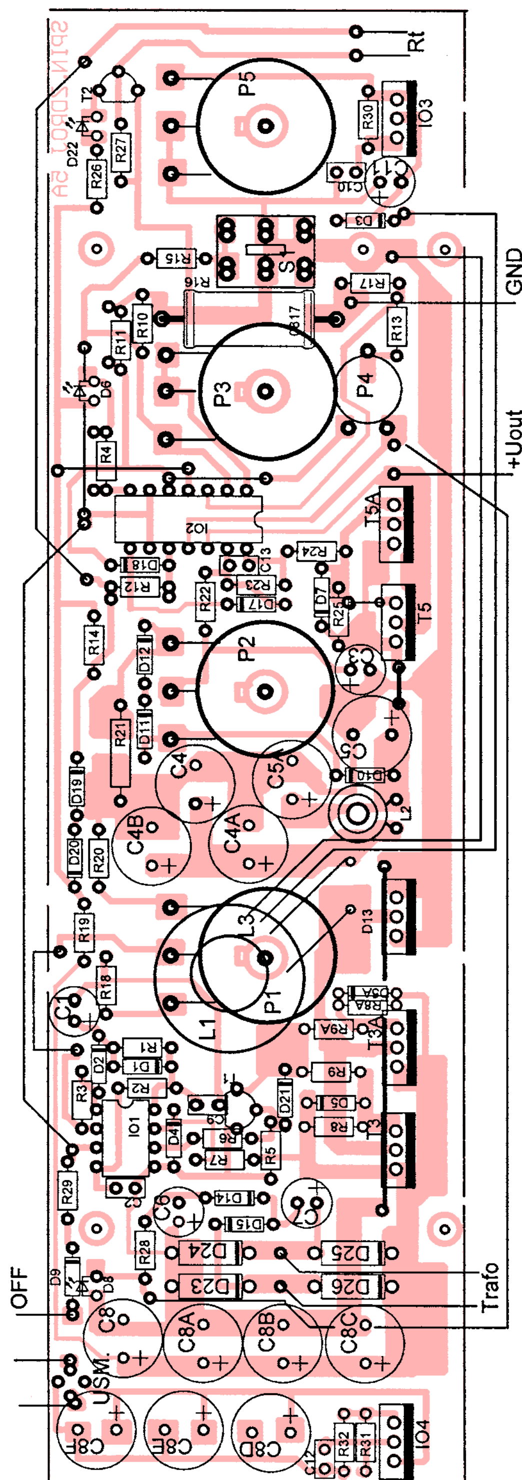
Pokud nechceme regulovat výstupní proud v příliš velkém rozsahu, nemá smysl použití přepínač S1. Pokud nepotřebujeme regulovat výstupní proud od minimální velikosti 10 mA, vynecháme trimr P4.

Pro zlepšení spolehlivosti provozu je zdroj vybaven indikací teploty chladiče výkonových polovodičových součástek.

Teplota se snímá termistorem Rt (s negativním teplotním součinitelem), který má jmenovitý odpor (při pokojové teplotě) 100 kΩ. Při ohřátí chladiče na 60 °C klesne odpor termistoru asi na 23 kΩ, otevře se tranzistor T2 a



Obr. 2. Obrazec plošných spojů laboratorního zdroje 30 V/5 A se snižujícím měničem (měř.: 1 : 1)



Obr. 3. Rozmístění součástek na desce laboratorního zdroje 30 V/5 A se snižujícím měničem

rozsvítí se LED D22. Termistor je napájen referenčním napětím +5,1 V.

Konstrukce

Mechanicky je celý zdroj řešen jako jeden konstrukční celek s jednou deskou s jednostrannými plošnými spoji. Tuto desku jsem se snažil navrhnout co možná nejuniverzálnější.

Obrazec spojů je na obr. 2, rozmístění součástek na desce je na obr. 3.

Na desce je místo pro zdvojení výkonových tranzistorů T3 a T5.

Část desky, která obsahuje zdroj záporného napětí s IO3 a P5, je možné bez problémů odstřihnout. Stejně tak i druhý konec desky s kondenzátory C8 je univerzální. Místo některých kondenzátorů C8 můžeme zapojit další samostatné zdroje napětí.

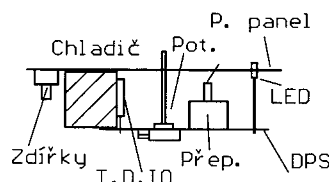
Bývá zvykem, aby laboratorní zdroj měl ještě dílčí zdroje s výstupy s pevnými napětími +5 V, +15 V a -15 V se zatižitelností 1 A. Dílčí zdroje obsahují usměrňovače, filtrační kondenzátory a monolitické stabilizátory a jsou pro ně samozřejmě nutná samostatná vinutí na síťovém transformátoru. Na desce je místo pro součástky USM., C8D, C8E, C8F, IO4, R31, R32 a C12 jednoho takového zdroje.

K desce je přišroubován chladič, na kterém jsou izolovaně umístěny součástky T3, T3A, T5, T5A, D13 a IO3. K izolaci jsou použity slídové podložky, styčné plochy jsou potřeny pastou zlepšující přenos tepla (silikonovou vazelínou). Uvedené součástky jsou nejprve připevněny k chladiči a pak teprve připájeny na desku.

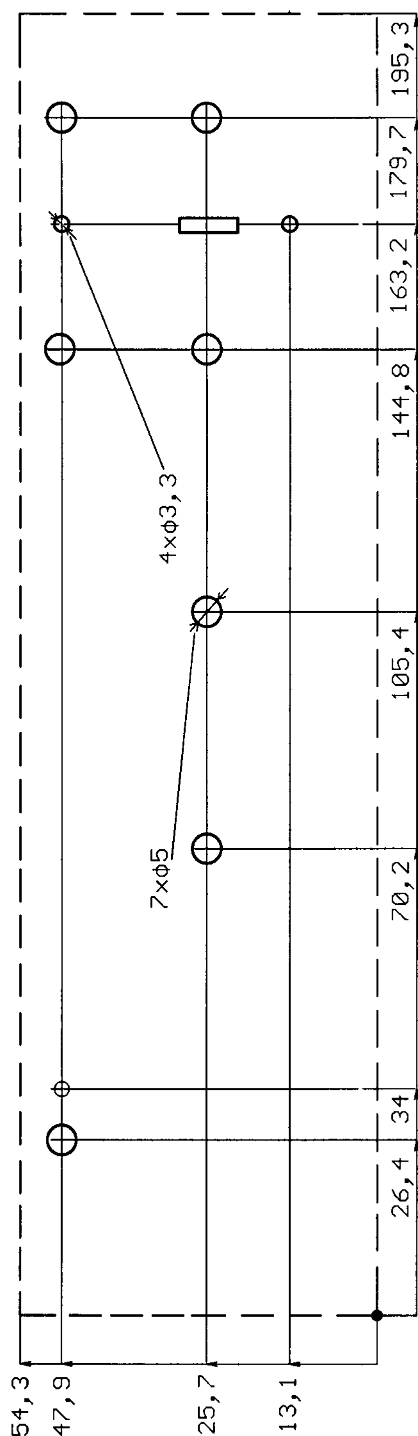
Na desku jsou přišroubovány všechny potenciometry (typu TP 160 nebo rozměrově podobné). Vývody potenciometrů jsou připojeny k pájecím bodům na desce krátkými drátky.

Na delších vývodech jsou k desce připájeny tři diody LED.

Přepínač S1 může být připájen přímo k desce, pokud pro jeho páčku vypilujeme v předním panelu okénko. Jinak můžeme přepínač přišroubovat na panel a k desce ho připojit kablíkem.



Obr. 4. Boční pohled na konstrukční uspořádání zdroje



Obr. 5. Výkres vrtání děr do předního panelu pro ovládací a indikační prvky umístěné na desce zdroje 30 V/5 A (bez měřítka)

Deska zdroje je umístěna ve skříni zdroje pod předním panelem, ke kterému je upevněna prostřednictvím chladiče. Boční pohled na konstrukční uspořádání desky a předního panelu je na obr. 4.

Výkres vrtání děr do předního panelu pro ovládací a indikační prvky umístěné na desce je na obr. 5. Na obr. 5 jsou kótovány pouze rozměry, které mají přímou návaznost na desku. Ostatní rozměry je třeba navrhnout podle konkrétních požadavků (podle velikosti transformátoru, skříňky apod.).

I když je účinnost tohoto zdroje nesrovnatelně lepší než účinnost lineárního zdroje, při proudu 5 A nebudou ani při 70 až 80 % účinnosti ztráty zanedbatelné.

Pro menší výstupní proudy by jako chladič součástek T3 až IO3 mohl postačovat hliníkový profil L. Avšak pro plný výstupní proud 5 A bude pro chlazení potřebný plný hliníkový hranol o rozměrech 25x25 mm. Hranol bude shora přišroubován k přednímu panelu a zespodu k desce s plošnými spoji. Z boku budou k hranolu přišroubovány polovodičové součástky. Přední panel tak bude plnit i funkci chladiče.

K posouzení vlastností popisovaného laboratorního zdroje jsem změřil účinnost snižujícího měniče a lineárního stabilizátoru v různých provozních režimech.

Na kondenzátor C8 jsem připojil napětí U_1 z vnějšího regulovatelného zdroje a výstup měřeného zdroje jsem zatížil reostatem o maximálním odporu 10 Ω. Jemnou regulaci výstupního napětí jsem nastavil na minimum (úbytek napětí na tranzistoru T5 byl zhruba 0,8 V).

Pak jsem pro různá vstupní napětí U_1 a výstupní napětí $+U_{out}$ (= U_2) a pro různé výstupní proudy I_2 měřil vstupní proud I_1 z vnějšího zdroje. Z naměřených hodnot jsem nakonec vypočítal účinnost. Všechny změřené a vypočtené hodnoty jsou v tab. 1.

Tab. 1. Závislost účinnosti η snižujícího měniče a lineárního stabilizátoru na provozním režimu. U_1 a I_1 jsou vstupní napětí a proud, U_2 a I_2 jsou výstupní napětí a proud

U_1 [V]	I_1 [A]	U_2 [V]	I_2 [A]	η [%]
15,8	2,14	12,18	2,12	76,3
26,14	0,28	5,22	0,69	49,2
26,14	0,59	4,35	1,69	47,6
26,14	1,60	8,36	3,24	64,7
26,14	1,53	10,65	2,69	71,6
26,14	4,90	20,88	5,20	84,7
30,60	0,52	10,30	1,04	67,3
30,60	1,09	8,72	2,52	65,8
30,16	1,49	17,17	2,36	77,3
30,16	1,83	15,44	3,17	76,1
30,16	2,50	13,11	4,82	71,9

Z hodnot v tab. 1 je vidět, že účinnost zdroje je velmi málo závislá na rozdílu napětí U_1 a U_2.

Kdyby se vynechal obvod jemné regulace výstupního napětí (lineární stabilizátor, byla by účinnost samotného snižujícího měniče podstatně větší (zvlášť pro malá výstupní napětí).

Popisovaný laboratorní zdroj jsem se snažil postavit z běžných součástek, cívku L1 jsem použil takovou, jaká je k dispozici v maloobchodě. Při použití většího jádra a navinutím cívky větším množstvím tenčích vodičů by se zmenšil poměrně velký vnitřní odpor zdroje.

Podobné zapojení snižujícího měniče s pevným výstupním napětím a výstupním proudem až 20 A jsem popsal v časopise Konstrukční elektronika 4/2003. Kombinace obou zapojení (regulovatelné výstupní napětí a velký výstupní proud) je samozřejmě možná.

Seznam součástek

R1, R23	1,2 MΩ, miniaturní 0204
R2, R6, R12, R14, R22	4,7 kΩ, miniaturní 0204
R3, R4, R26	30 kΩ, miniaturní 0204
R5, R24, R27	2,7 kΩ, miniaturní 0204
R7	680 Ω (podle U_n)
R8, R8a	330 Ω/0,6W (podle U_n)
R9, R9a	470 Ω/0,6 W (podle U_n)
R10	2 kΩ, miniaturní 0204
R11	1,2 kΩ, miniaturní 0204
R13	120 kΩ, miniaturní 0204
R15	220 Ω, miniaturní 0204
R16	0,1 Ω/5 W, drátový
R17	330 Ω, miniaturní 0204
R18	8,2 kΩ, miniaturní 0204
R19	680 Ω (podle U_n)
R20	0 Ω
R21	680 Ω/2 W
R25	120 kΩ, miniaturní 0204
R28	15 kΩ, miniaturní 0204
R29	200 Ω, miniaturní 0204
R30	330 Ω, miniaturní 0204, viz text
R31, R32	viz text
P1, P2, P3	100 kΩ/lin., potenciometr (TP 160 apod.)
P4	1 MΩ, trimr (PT10H)

P5	1 kΩ/lin., potenciometr (TP 160 apod.), viz text
Rt	100 kΩ, termistor K164NK100
C1, C3	47 µF/35 V, radiální
C2	3,3 nF, keramický
C4, C4A, C4B, C5, C5A	470 µF/35 V, radiální
C6, C7	22 µF/50 V, radiální
C8, C8A, C8B, C8C	470 µF/50V
C8D, C8E, C8F	470 µF/50V (viz text)
C9, C12	100 nF, keramický
C10	1 µF/35V, radiální, viz text
C11	470 µF/35 V, radiální, viz text
C13	1 nF, keramický
L1, L2	viz text
D1, D2, D9, D10, D11, D12, D14, D15, D17	1N4148

D3	1N5818, viz text
D4	BZX83V030
D5, D5a	BZY83V015
D6, D22	LED červená, 5 mm, s větší účinností
D8	LED zelená, 5 mm, s větší účinností
D7	BZX83V015
D13	MB2545CT
D18, D21	1N5818
D19	BZX83V005.1
D20	BZX83V033
D23 až D26	SB560 (1N5408)
T1, T2	BC547B
T3, T3a, T5, T5a	IRF9540
IO1	UC3843
IO2	TL064
IO3	7905, viz text
IO4	viz text
S1	P-B069E, páčkový přepínač, dvoupólový

deska s plošnými spoji (DPS) č. SIPIN. ZDROJ 5A

Cena: DPS: 108,- Kč

Laboratorní zdroj 30 V/0,5 A se snižujícím měničem

Popis funkce

I zdroj s menším výstupním proudem může být výhodné postavit se snižujícím měničem, který se použije místo lineárního stabilizátoru. Odpadnou tak problémy s velkým chladičem, který způsobuje složitější mechanickou konstrukci, popř. i s přepínačem vinutí transformátoru.

Zdroj, jehož schéma je na obr. 6, může nahradit klasický zdroj s lineárním stabilizátorem zejména v případech, kdy je velký rozdíl mezi vstupním a výstupním napětí zdroje a z toho vyplývající velké tepelné ztráty. Hlavní výhodou zdroje podle obr. 6 oproti srovnatelnému lineárnímu zdroji jsou menší rozměry a nižší pořizovací cena (do ceny zařízení se musí počítat i cena chladiče, která je mnohdy vyšší než cena elektronických součástek). Zdroj podle obr. 6 má ve srovnání s lineárním zdrojem také větší účinnost, což je důležité především u zařízení napájených z baterií.

Na druhou stranu však musíme samozřejmě počítat s určitým rušením, které je vyzařováno do okolního prostoru nebo proniká do výstupního napětí zdroje. V náročnějších aplikacích se rušení pronikající do výstupu snižujícího měniče potlačuje lineárním stabilizátorem s malým úbytkem napětí, který se zapojí za měnič. Lineární stabilizátor pak v podstatě pracuje jako aktivní filtr.

Ze zapojení laboratorního zdroje podle obr. 6, který obsahuje **snižující měnič**, **aktivní filtr** s malým úbytkem napětí a **regulátor výstupního proudu,** si každý zájemce jistě vybere to, co pro svoji aplikaci potřebuje.

Snižující měnič je realizován integrovaným obvodem MC33063A (IO1).

Tento obvod má vstupní napájecí napětí 3 až 40 V, maximální spínaný proud 1,5 A a spínací kmitočet do 100 kHz. Klidový napájecí proud je 100 µA. Snižující měnič s tímto obvodem má podle údajů výrobce účinnost 83,7 %. Vnitřní zapojení obvodu bylo publikováno např. v časopise Konstrukční elektronika 4/2003.

Má-li kondenzátor C4 kapacitu 1 nF, je kmitočet spínání 33 kHz.

Výstupní napětí měniče U_{C1} (z kondenzátoru C1) se přivádí přes odporový dělič se součástkami R2, P1 a R1 na vývod *5* IO1. IO1 porovnává napětí z běžce P1 s vnitřním referenčním napětím U_{ref} = 1,25 V (o přesnosti 2 %) a řídí střídu spínání tak, aby se napětí na běžci P1 rovnalo referenčnímu napětí.

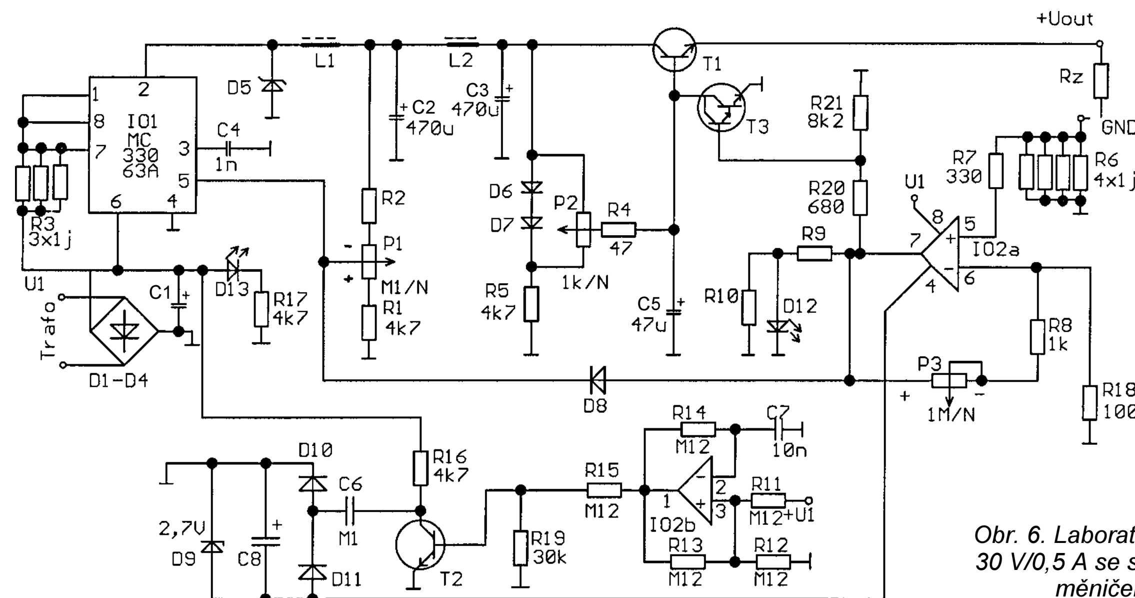
Výstupní napětí měniče je tak stabilizováno a je určeno vztahem:

$$U_{C1} = U_{ref}\cdot(1 + R2/R1) \quad [V; V, \Omega, \Omega].$$

K odporům rezistorů R1 a R2 musíme připočítat příslušnou část odporu potenciometru P1.

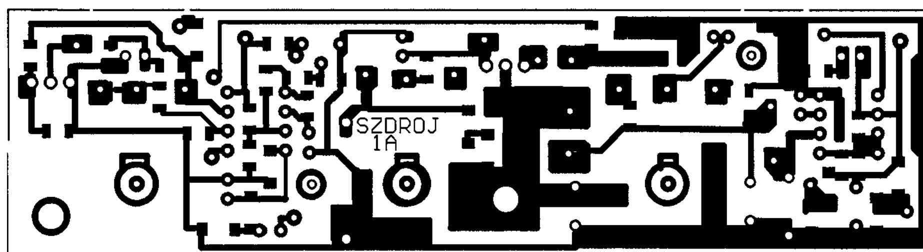
Mezi vývody *6* a *7* IO1 jsou zapojeny rezistory R3 až R3B, které slouží jako bočník vnitřní proudové pojistky obvodu IO1 a snímají velikost spínaného proudu. Překročí-li úbytek napětí na bočníku velikost 0,3 V (0,25 až 0,35 V), spínací tranzistor v IO1 okamžitě vypne.

Výstupní napětí měniče je částečně filtrováno filtrem *LC* se součástka-

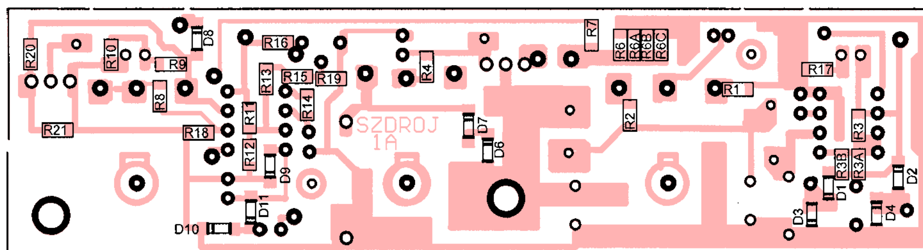


Obr. 6. Laboratorní zdroj 30 V/0,5 A se snižujícím měničem

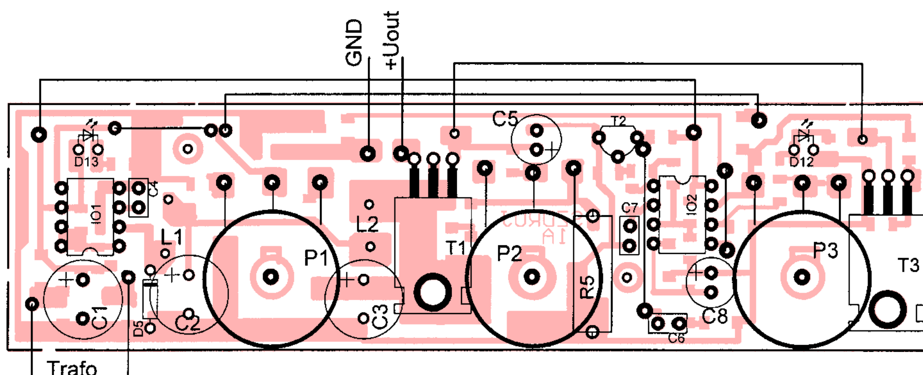
Obr. 7.
Obrazec plošných spojů laboratorního zdroje 30 V/0,5 A se snižujícím měničem (měř.: 1 : 1)



Obr. 8.
Rozmístění součástek SMD na straně pájení na desce laboratorního zdroje 30 V/0,5 A se snižujícím měničem



Obr. 9.
Rozmístění vývodových součástek na straně součástek na desce laboratorního zdroje 30 V/0,5 A se snižujícím měničem



mi L2 a C2 (čím větší je indukčnost a kapacita, tím lepší je filtrace).

Za měničem a filtrem *LC* následuje aktivní filtr s bipolárním tranzistorem T1. Kapacita kondenzátoru C3 zapojeného v bázi tranzistoru T1 se násobí proudovým zesilovacím činitelem tranzistoru T1 a zvlnění je tak potlačováno více, než by bylo potlačováno samotným kondenzátorem. Také můžeme říci, že se toto zapojení chová jako sériová indukčnost.

V popisovaném zdroji jsem aktivní filtr zkombinoval s jemnou regulací výstupního napětí (potenciometrem P2). Rezistor R5 v aktivním filtru také slouží jako předzátěž pro snižující měnič.

Kromě proudové pojistky v IO1 obsahuje zdroj obvod regulace výstupního proudu s operačním zesilovačem IO2a.

Výstupní proud zdroje prochází bočníkem s rezistory R6 až R6c. Úbytek napětí na bočníku je zesilován operačním zesilovačem IO2a. Zesílení OZ IO2a je určeno odpory součástek P3, R8 a R18 a potenciometrem P3 je lze měnit v rozsahu 10 až 1000.

Když dosáhne napětí na výstupu OZ IO2a velikosti asi 1,3 V, začne se otevírat Darlingtonův tranzistor T3 a začne přebírat část proudu báze tranzistoru T1. Tím začne být omezován výstupní proud. Podle nastaveného zesílení OZ IO2a je proud omezován v rozsahu 10 mA do 1A.

Při zvětšení napětí na výstupu OZ IO2a se také prostřednictvím diody D8 zvětší napětí na vstupu *5* IO1, následkem čehož poklesne výstupní napětí měniče a odlehčí se tranzistor T1.

Dvojí zpětná vazba v okruhu proudové regulace je nutná proto, aby regulační obvod nekmital.

Při regulaci proudu pouze prostřednictvím IO1 byl regulační obvod nestabilní a výstupní napětí zdroje v režimu omezení proudu kmitalo na frekvenci okolo 5 až 10 Hz (kmitočet byl dán kapacitou kondenzátorů C1 a C2).

Nestabilita byla odstraněna použitím tranzistoru T3, díky němuž je omezen proud v aktivním filtru dříve, než stačí zareagovat IO1.

Výkonová ztráta tranzistoru T3 je i v režimu proudového omezení zanedbatelná, takže s jeho chlazením nejsou problémy.

Omezení výstupního proudu je indikováno diodou LED D12. Dělič s rezistory R9 a R10 zajišťuje, aby se LED rozsvítila právě v okamžiku aktivace omezení proudu.

Protože OZ IO2a zpracovává vstupní napětí okolo 0 V (vůči zemi zdroje), musí být IO2 napájen záporným napětím.

Záporné napájecí napětí se získává z kladného napájecího napětí U_1 na kondenzátoru C8 měničem DC/DC s nábojovou pumpou, ve kterém je využita zbylá polovina IO2 (tj. OZ IO2b).

OZ IO2b je zapojen jako astabilní multivibrátor, jehož výstupním signálem je buzena nábojová pumpa se součástkami T2, D9 až D11, R16, C6 a C8. Výstupní napětí nábojové pumpy je stabilizováno Zenerovou diodou D9 a má velikost asi -2,3 V. Zenerova dioda D9 také zajišťuje nastartování měniče DC/DC krátce po zapnutí napájení, kdy je polarizována v propustném směru.

Záporné výstupní napětí nábojové pumpy je zavedeno na záporný napájecí vývod OZ IO2 (na vývod *4* IO2). Bylo zjištěno, že ke správné funkci IO2 stačí záporné napájecí napětí o velikosti pouze -1,2 V. Proto by bylo možné místo Zenerovy diody D9 zapojit dvě křemíkové diody v sérii.

Kmitočet astabilního multivibrátoru není kritický, vhodný je v rozmezí 10 až 40 kHz. Diody D10 a D11 musí být dostatečně rychlé, aby na tomto kmitočtu mohly pracovat (běžné usměrňovací diody typu 1N4007 nelze použít). Velikost kapacity kondenzátoru C6 rovněž není kritická.

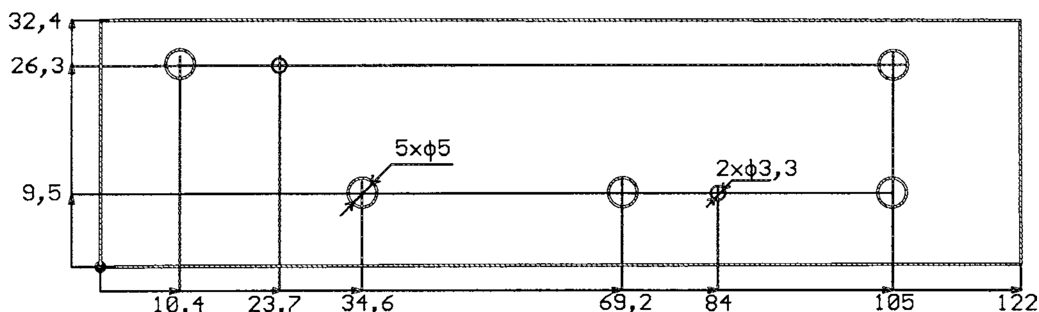
Zdroj záporného napětí je velmi měkký, což by se dalo případně zlepšit zmenšením odporu rezistoru R16.

Konstrukce

Mechanická konstrukce zdroje je velmi jednoduchá. Všechny součástky leží na jedné desce s jednostrannými plošnými spoji.

Většina součástek je v provedení SMD, což umožnilo výrazně zmenšit rozměry desky. Integrované obvody, kondenzátory, cívky, LED a tranzistory jsou vývodové.

Obr. 10. Výkres vrtání děr do předního panelu pro ovládací a indikační prvky umístěné na desce zdroje 30 V/0,5 A (měř.: 1 : 1)



Obrazec spojů jsem navrhl tak, aby bylo možné desku snadno rozdělit a použít jen ty části zdroje, které jsou pro danou aplikaci zapotřebí.

Obrazec spojů je na obr. 7. Rozmístění součástek SMD na straně pájení je na obr. 8, rozmístění vývodových součástek na straně součástek je na obr. 9.

Nejprve pocínujeme tenkou vrstvou cínu plošky pro součástky SMD, potom s použitím pinzety a tenkého cínu tyto součástky připájíme. Potom zapájíme drátové propojky a nakonec vývodové součástky. Výšku LED nad deskou a délku hřídelek potenciometrů přizpůsobíme výšce použitých kondenzátorů a cívek.

Potenciometry jsou typu TP 160 nebo rozměrově podobné. Jsou přišroubovány k desce přes izolační podložku (např. z tvrdého papíru), aby nezkratovaly plošné spoje pod sebou. Vývody potenciometrů jsou s deskou spojeny krátkými drátky.

Cívku L1 jsem vyzkoušel toroidní typ DPU 100 A3, která má 100 µH, je určena pro proud max 3 A a prodává se v GM Electronic. Je navinuta na žlutém železoprachovém toroidním jádru (vhodném pro kmitočty do 100 kHz), má vnější průměr 25 mm a má 50 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 0,6 mm. Velikost jádra této cívky má vliv na maximální odebíraný proud. Indukčnost není kritická, ale případné zmenšení jádra by mělo negativní vliv - při větších proudech by klesala účinnost měniče.

Cívku L2 jsem navinul na zelené železoprachové toroidní jádro (vhodném pro kmitočty do 200 kHz) o vnějším průměru 17 mm. Cívka má indukčnost 180 µH a obsahuje 60 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 0,5 mm. Provedení této indukčnosti není kritické a nemá velký vliv na vlastnosti zdroje.

Cívka L1 je umístěna naležato v prostoru nad potenciometrem P1 (hřídelka potenciometru prochází vnitřkem jádra cívky L1), cívka L2 je nastojato. Obě cívky doporučuji upevnit k desce s plošnými spoji např. Lukoprénem.

Tranzistor T1 musí být opatřen větším chladičem, při zkratu na výstupu zdroje je jeho ztrátový výkon značný (až 20 W).

Zapojenou a oživenou desku připevníme dvěma distančními sloupky s vnitřními závity M3 k přednímu panelu skříňky zdroje.

Výkres vrtání děr do předního panelu pro ovládací a indikační prvky umístěné na desce je na obr. 10.

Ve skutečnosti je přední panel laboratorního zdroje větší než podle obr. 10, jeho rozměry závisí na velikosti použité skříňky.

Při oživování zkontrolujeme funkci přístroje, který by měl pracovat na první zapojení.

Přidáním rezistoru o odporu jednotek MΩ mezi vývody *5* a *4* IO2 nebo na vývod *8* a *4* IO2a můžeme vykompenzovat vstupní napěťovou nesymetrii operačního zesilovače IO2a a tak nastavit nulové napětí na výstupu IO2a při nulovém výstupním proudu zdroje.

Kompenzace vstupní napěťové nesymetrie má význam pouze tehdy, když chceme přesně nastavovat omezení velmi malých výstupních proudů zdroje.

Součástí kompenzačního obvodu je rezistor R7, který můžeme nahradit zkratem v případě, když kompenzaci nepotřebujeme. Protože se kvůli jednoduchosti zapojení kompenzační napětí odvozuje ze vstupního napětí zdroje U_1, má kompenzace smysl pouze tehdy, je-li U_1 dostatečně stálé.

Změnou odporu rezistorů R10 (*R10* = 680 Ω) nebo R9 (*R9* = 330 Ω) přidáním paralelních rezistorů o vhodném odporu můžeme zlepšit soulad mezi aktivací proudové regulace a rozsvícením LED D12.

Na oživeném zdroji jsem provedl celou řadu měření vstupních a výstupních proudů a napětí. Z naměřených hodnot vyplývají následující závěry:

Výstupní napětí $+U_{out}$ má být minimálně o 4 V menší než vstupní napětí U_1 na kondenzátoru C8. Minimální velikost výstupního napětí $+U_{out}$ je 1,3 V.

Účinnost snižujícího měniče (bez lineárního stabilizátoru s tranzistorem T1) je zhruba 65 až 75 %.

Pokud je výstupní napětí malé (2 až 3 V), klesá účinnost na 30 až 50 %. Projevují se tak ztráty v součástkách IO1 a D5.

Vliv velikosti kapacity kondenzátoru C4 na účinnost je minimální. Při změně kapacity na 470 pF a 2,2 nF poklesla účinnosti pouze asi o 3 % oproti účinnosti při kapacitě 1 nF.

Platí vztah : $U_1 \cdot I_1 \cdot \eta = +U_{out} \cdot I_2$. To znamená, že při stálém výstupním napětí $+U_{out}$ a proudu I_2 se při zvětšování vstupního napětí U_1 zmenšuje potřebný vstupní proud I_1 (η je účinnost).

Úbytek napětí na aktivním filtru s tranzistorem T1 je minimálně 0,6 V a maximálně 2 V.

Výstupní proud zdroje při proudové regulaci nastavené na maximum je 0,5 A.

Maximální výstupní proud samotného snižujícího měniče s IO1 je 0,8 A, při zkratovaném R3 až 0,9 A.

Seznam součástek

R1, R16, R17	4,7 kΩ, SMD 1206
R2	0 Ω
R3, R3A, R3B, R6, R6A, R6B, R6C	1 Ω, SMD 1206
R4	47 Ω, SMD 1206
R5	680 Ω/2 W, metaloxid.
R7	330 Ω, SMD 1206
R8	1 kΩ, SMD 1206
R9, R10	viz text
R11, R12, R13, R14, R15	120 kΩ, SMD 1206
R18	100 Ω, SMD 1206
R19	30 kΩ, SMD 1206
R20	680 Ω, SMD 1206
R21	8,2 kΩ, SMD 1206
P1	100 kΩ/lin., potenciometr (TP 160 apod.)
P2	1 kΩ/lin., potenciometr (TP 160 apod.)
P3	1 MΩ/lin., potenciometr (TP 160 apod.)
C1, C2, C3	470 µF/35 V, radiální
C4	1 nF, keramický
C5	47 µF/35 V, radiální
C6	100 nF, keramický
C7	10 nF, keramický
C8	47 µF/16 V, radiální
D1 až D4	1N4007, SMD
D5	1N5818
D6 až D8	1N4007, SMD
D9	BZX83V002.7, SMD
D10, D11	1N4148, SMD
D12, D13	LED
T1	BD911
T2	BC547B
T3	TIP110
IO1	UC3843
IO2	TL062

deska s plošnými spoji č.: SZDROJ 1A

Lavinový „pípák“

K rychlému nalezení člověka zasypaného lavinou nosí s sebou horolezci a skialpinisté stále častěji malé krabičky, které obsahují vysokofrekvenční oscilátor. Ty jim pak mohou zachránit život, pokud jejich kamarádi nebo záchranáři jsou vybaveni přijímačem těchto signálů.

V Evropě pracují tyto vysílače a přijímače na kmitočtu okolo 460 kHz. Jedná se o mezifrekvenční kmitočet přijímačů amplitudově modulovaných signálů DV, SV a KV, pro který jsou na trhu k dispozici keramické filtry. Vzhledem k malému výkonu a tím i malému dosahu nemohou být tyto vysílače v neobydlených horských oblastech vážnějším zdrojem rušení.

Vzhledem k neúměrně vysoké ceně těchto zařízení (tisíce Kč) se domnívám, že jejich amatérská stavba má své opodstatnění. Díky použití keramických filtrů není oživení a nastavení vysílače ani přijímače příliš složité a pro zkušenější radioamatéry by nemělo být problémem.

Bohužel nejsou na našem trhu nové feritové antény, u kterých by byly zaručovány jejich parametry a ke kterým by bylo pro potřebný rezonanční kmitočet možné předepsat počet závitů a zvolit vhodný kondenzátor.

Zájemci budou muset použít feritové antény ze starých rozhlasových přijímačů, kterých je ve výprodejích velké množství. Většinou jsou k dispozici i s cívkami, ke kterým stačí přidat vhodný kondenzátor nebo kapacitní trimr.

Stavba popisovaného přístroje se neobejde bez vybavení měřicím zařízením (rozmítačem nebo vf generátorem a osciloskopem) a bez určitých zkušeností.

Vysílač

Popis funkce

Stabilita vysílaného signálu je zajištěna keramickým rezonátorem, který se v oscilátoru chová jako velmi jakostní paralelní rezonanční obvod naladěný na nosný kmitočet 455 kHz.

Nosný kmitočet je amplitudově modulován (klíčován) kmitočtem 2 až 3 kHz, pro který je citlivost lidského sluchu maximální.

Aby se zlepšila rozpoznatelnost vysílaného signálu a zmenšila spotřeba vysílače, je amplitudově modulovaný nosný kmitočet ještě jednou klíčován kmitočtem 2 Hz.

Schéma vysílače je na obr. 11.

Jako aktivní prvek jsem ve vysílači použil obvod CMOS typu 40106 (IO1) se šestinásobným Schmittovým invertorem.

Vf signál nosné vlny o kmitočtu 455 kHz je generován oscilátorem s invertorem IO1f. Oscilátor kmitá trvale, protože pokud by byl modulačním kmitočtem zapínán a vypínán, zhoršovalo by to stabilitu vysílaného kmitočtu. Keramický rezonátor F je připojen mezi vstup a výstup invertoru přes kondenzátory C3 a C4. Stejnosměrný pracovní bod invertoru je nastaven rezistorem R4. Kolísání vysílaného kmitočtu je vzhledem k šířce pásma zanedbatelné.

Signál s modulačním kmitočtem 2 až 3 kHz je generován multivibrátorem s invertorem IO1e. Kmitočet určují součástky R3 a C2.

Modulační signál je přerušován klíčovacím signálem o kmitočtu 2 Hz, který je generován multivibrátorem s invertorem IO1d. Kmitočet určují součástky R1 a C1.

Vf signál z oscilátoru je modulován v obvodu logického součtu se součástkami D2, D3 a R2.

Zbývající tři invertory IO1a až IO1c jsou využity jako výkonový zesilovač modulovaného a přerušovaného vf signálu. Invertory jsou zapojena paralelně, aby se dosáhlo co nejmenšího výstupního odporu zesilovače.

Výstup hradel IO1a až IO1c je připojen na sériový rezonanční obvod tvořený kondenzátorem C5 a cívkou L1, který je naladěn na vysílaný kmitočet 455 kHz kondenzátorem C7. Kondenzátor C7 může být pevný nebo trimr, jeho kapacita by měla být asi jedna desetina kapacity kondenzátoru C5. Sériový rezonanční obvod musí být buzen z nízké impedance (z výstupu hradel), aby jeho jakost byla maximální. Přesnost naladění rezonančního obvodu určuje vysílaný výkon a tím i dosah vysílače.

Rezonanční kmitočet vypočítáme z Thomsonova vzorce:

$$f_{rez} = 1/[2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L1 \cdot C5)}] \quad \text{[Hz; H, F].}$$

Rezonančnímu kmitočtu 455 kHz odpovídá indukčnost řádu stovek μH (má ji cívka zhotovená navinutím 70 až 100 závitů měděného lakovaného drátu o průměru zhruba 0,2 mm na feritovou tyčku o průměru 8 až 10 mm) a kapacita řádu stovek pF.

Např. pro kapacitu $C5$ = 330 pF vychází indukčnost $L1$ = 371 μH. Čím větší je poměr L/C, tím větší je jakost obvodu, nejlepších výsledků dosáhneme při kapacitě $C5$ = 200 až 300 pF.

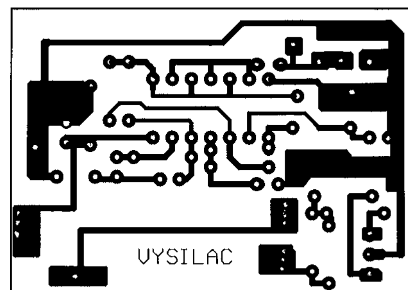
Přesněji to bohužel specifikovat nelze, feritové materiály se mohou lišit, je to nutné vyzkoušet. Znamená to navinout na feritovou tyčku cívku a měnit kapacitu kondenzátoru C5 tak, aby napětí na cívce bylo co největší.

Při napájení vysílače napětím 9 V a dobrém naladění rezonančního obvodu se může na cívce nakmitat napětí 100 až 200 V.

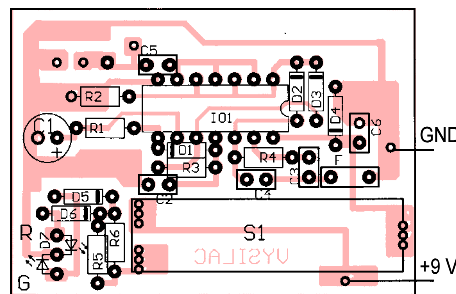
Feritová anténa je však směrová. Nahradit feritovou anténu třemi vzájemně kolmými cívkami napájenými z jednotlivých hradel se příliš neosvědčilo.

Místo feritové antény můžeme použít i všesměrovou náhražkovou anténu - asi 15 až 30 cm dlouhý drát připojený za kondenzátor C5. Vzhledem k nedefinovatelné poloze antény vůči lidskému tělu nemá smysl uvažovat o jejím přizpůsobení. Pokud by taková anténa byla volně ve vzduchu, bylo by možné ji přizpůsobit sériovou cívkou a tím zlepšit její účinnost.

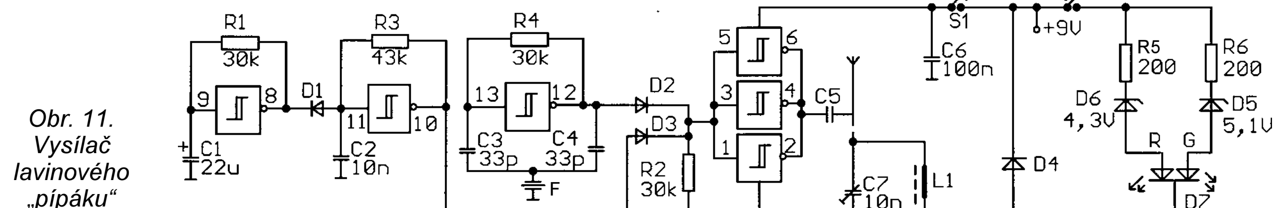
Vysílač je napájen napětím 9 V z destičkové baterie. Napájení se zapíná třípolohovým posuvným přepína-



Obr. 12. Obrazec spojů vysílače lavinového „pípáku“ (měř.: 1 : 1)



Obr. 13. Rozmístění součástek na desce vysílače lavinového „pípáku“



Obr. 11. Vysílač lavinového „pípáku“

čem S1. Dioda D4 chrání vysílač při přepólování baterie.

Ve třetí poloze přepínače S1, ve které jsou sepnuty oba dílčí spínače, se testuje baterie. Při plném napětí baterie svítí dvoubarevná LED (D7) oranžově, při zmenšeném napětí červeně a při vybité baterii nesvítí vůbec. Vysílač však pracuje spolehlivě i při napájecím napětí okolo 3 V (stabilita a přesnost vysílaného kmitočtu zůstává zachována), pouze vysílaný výkon je menší.

Konstrukce

Vysílač je zkonstruován s běžnými miniaturními vývodovými součástkami. Všechny součástky včetně přepínače a LED jsou připájeny na jedné desce s jednostrannými plošnými spoji.

Obrazec spojů je na obr. 12, rozmístění součástek na desce je na obr. 13.

Vysílač je vestavěn v krabičce U-KM22, ve které je místo i pro destičkovou baterii 9 V.

Seznam součástek

(vysílač)

R1, R2, R4	30 kΩ, miniaturní 0204
R3	43 kΩ, miniaturní 0204
R5, R6	200 Ω, miniaturní 0204
C1	22 µF/16 V, radiální
C2	10 nF, keramický
C3, C4	33 pF, keramický
C5	viz text
C6	100 nF, keramický
C7	viz text
F	CSB 455 kHz
D1 až D3	1N4148
D4	1N4007
D5	BZX83V005.1
D6	BZX83V004.3
D7	dvoubarevná LED (červená + zelená se třemi vývody)
IO1	40106
S1	P-B14058, posuvný přepínač

deska s plošnými spoji č. VYSILAC

Přijímač

Popis funkce

Schéma přijímače je na obr. 14.

Základem vf části přijímače je integrovaný obvod TDA1572 (IO1), který je určen pro superhety AM.

Obvod TDA1572 obsahuje vf předzesilovač se vstupem na vývodu *16* IO1, oscilátor s vývody *14* a *13* IO1, směšovač s výstupem na vývodu *1* IO1, mf zesilovač se vstupem na vývodu *3* IO1, obvody regulace zisku s výstupem na vývodu *7* IO1 a vnitřní stabilizátor napětí s napájecím vstupem na vývodu *15* IO1. Aplikační a testovací zapojení obvodu TDA1572, ze kterého je vidět i jeho blokové schéma, je na obr. 15.

Rozsah napájecího napětí obvodu TDA1572 udává výrobce 7,5 až 15 V, zisk 98 dB. Citlivost je 1,5 µV pro odstup s/š 6 dB, vstupní odpor vf předzesilovače je 8 kΩ. Rozsah regulace AVC je 86 dB. Napájecí proud obvodu je udáván 15 až 30 mA. Podrobnější informace lze nalézt na Internetových stránkách firmy Philips Semiconductors.

Při zkoušení obvodu TDA1572 mě příjemně překvapilo, že funguje již při napájecím napětí 5 V (a větším) a že napájení z 9 V baterie je bez problémů. Jiný vhodný obvod na trhu totiž není. Obvod TCA440 (A244), u kterého výrobce zaručuje funkci již od napájecího napětí 4,5 V, již není perspektivní a je možné jej obstarat jen jako doprodej.

Přijímač pro lavinový „pípák" je přímozesilující, a proto obvod oscilátoru není zapojen.

Přijímač obsahuje feritovou anténu, která zajišťuje potřebnou směrovost příjmu. Rezonanční obvod s cívkou L1 a kondenzátorem C23 je pevně naladěn na kmitočet 455 kHz a hodnoty součástek L1 a C23 se počítají stejně jako u vysílače.

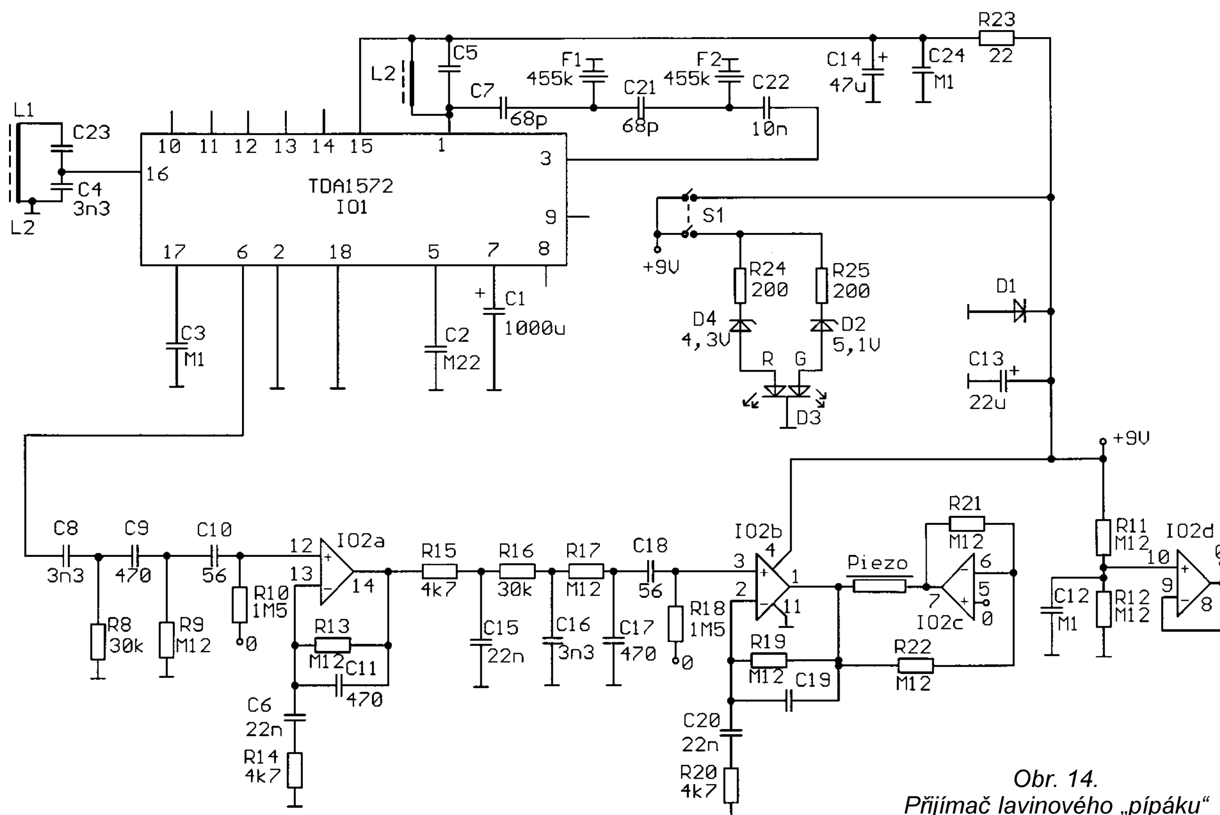
Přesné doladění rezonančního obvodu není potřebné, jeho selektivita není příliš velká. Jedná se o paralelní rezonanční obvod, který musí být zatížen co možná největší impedancí, aby zbytečně neklesala jeho jakost.

Protože vstup přijímače má malou impedanci, musí být k rezonančnímu obvodu impedančně přizpůsoben. To lze provést několika způsoby:

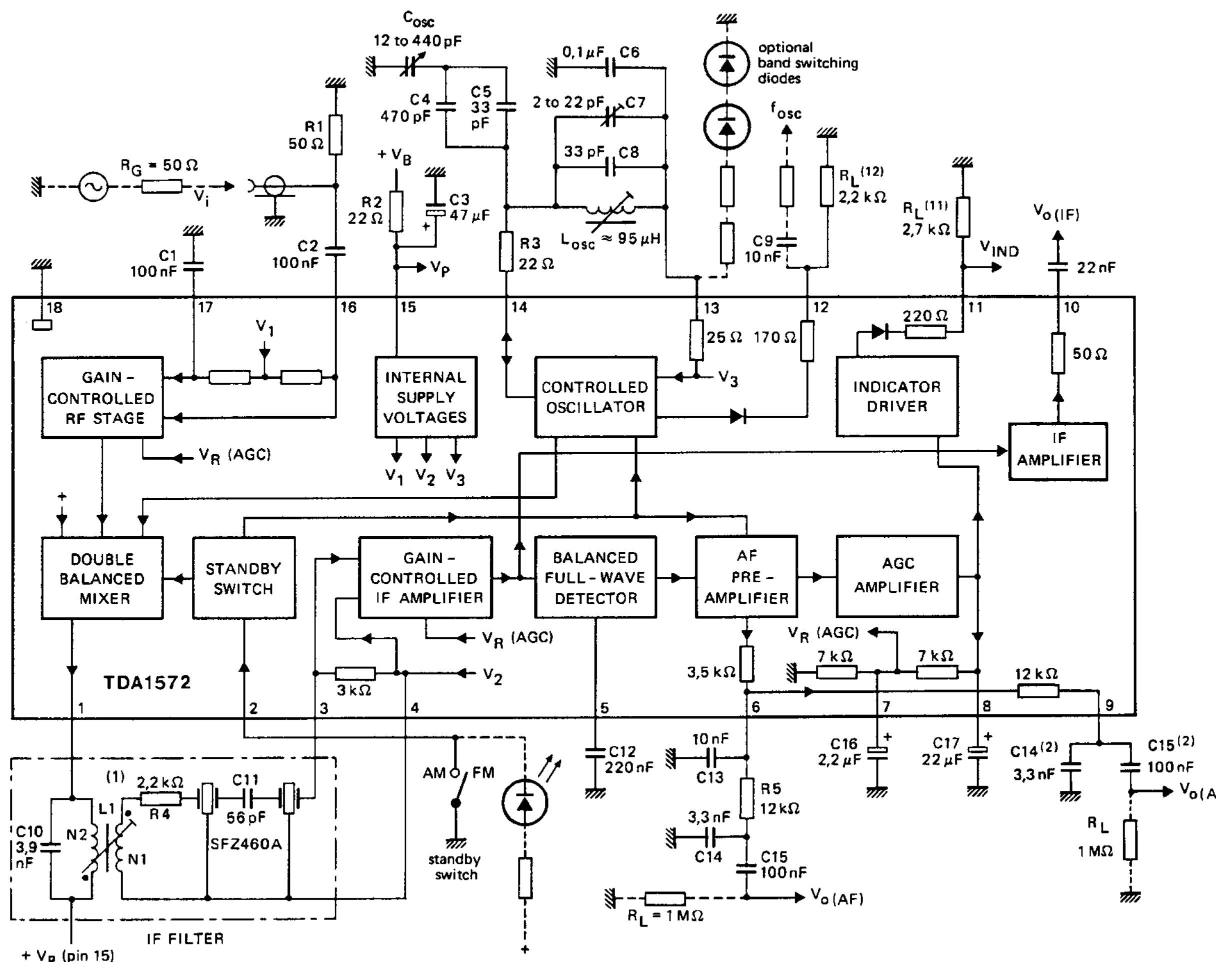
1) Vazební cívkou, která je navinuta společně s cívkou L1 na feritové tyčce a která má oproti ní asi desetinu závitů. Vazební cívka se připojí přes oddělovací kondenzátor o kapacitě např. 100 nF na vývod *16* IO1. Druhý konec vazební cívky se uzemní.

2) Odbočkou cívky L1, která je umístěna v jedné desetině počtu závitů cívky L1 od zemního konce. Odbočka se připojí přes oddělovací kondenzátor na vývod *16* IO1.

3) Kapacitním děličem (viz schéma na obr. 14). Kapacitní dělič je možné použít, když je rezonanční obvod naladěn na pevný kmitočet a nepřelaďuje



Obr. 14. Přijímač lavinového „pípáku"



(1) Coil data: TOKO sample no. 7XNS-A7523DY; L1 : N1/N2 = 12/32; Q_o = 65; Q_B = 57.
Filter data: Z_F = 700 Ω at R_{3-4} = 3 kΩ; Z_I = 4,8 kΩ.

(2) AF output is pin 6 is not used.

Obr. 15. Blokové schéma a aplikační a testovací zapojení obvodu TDA1572

se otočným kondenzátorem. Ušetří se vinutí cívky. Kapacita kondenzátoru C4 má být asi 10x větší než kapacita kondenzátoru C23.

Selektivitu přijímače zajišťuje pásmová propust se dvěma keramickými rezonátory F1 a F2 (stejnými, jako byly použity ve vysílači). Jeden rezonátor nestačí, příjem je rušen rozhlasovými stanicemi.

Rezonátory jsou navázány na výstup směšovače rezonančním obvodem s cívkou L2 a kondenzátorem C5. Jakost tohoto obvodu nemusí být příliš velká. Je nutné zajistit, aby nevznikla vazba mezi cívkou L2 a feritovou anténou. Aby cívka L2 měla malé rozptylové magnetické pole, je v provedení SMD. Kondenzátor C5 je vývodový a je umístěn na straně spojů, aby nezpůsoboval vazbu s anténou.

Místo tohoto rezonančního obvodu jsem zkoušel zapojit mezi vývod *1* IO1 a kladnou napájecí sběrnici rezistor o odporu 1 kΩ. Byl na něm úbytek napětí 1 V a vlastosti přijímače se mírně zhoršily (směšovač přestal být vyvážený a klesl jeho zisk).

Časová konstanta AVC je u tohoto přijímače mnohonásobně větší než u běžných rozhlasových přijímačů, a to asi 7 s. Potřebujeme totiž, aby se citlivost přijímače měnila pomalu a umožňovala směrovat přijímač. Zároveň však potřebujeme, aby se citlivost automaticky měnila v závislosti na síle přijímaného signálu.

Časovou konstantu AVC určuje kondenzátor C7. Bez signálu je na něm napětí 1 V (od vlastního šumu), se signálem okolo 1,2 V.

Demodulovaný nf signál je zesilován kaskádou dvou filtrů s operačními zesilovači IO2a a IO2b.

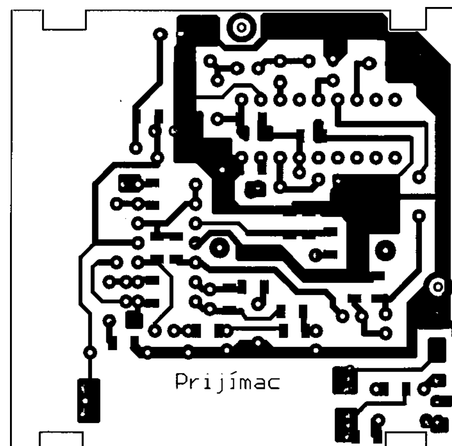
OZ IO2a s pasivními součástkami R8 až R10, R13, R14, C6 a C8 až C11 tvoří horní propust a OZ IO2b s pasivními součástkami R15 až R20 a C15 až C20 tvoří dolní propust. Mezní kmitočty obou propustí jsou asi 2 kHz, takže dohromady oba filtry tvoří pásmovou propust se středním kmitočtem asi 2 kHz (měl by odpovídat modulačnímu kmitočtu vysílače).

Filtry selektivně zeslují demodulovaný nf signál z vlastního vysílače a potlačují nežádoucí signály sousedních rozhlasových stanic (řeč a hudba mají maximum výkonu na kmitočtech řádu stovek Hz) a vlastní šum přijímače. Tím se dále zlepšuje selektivita přijímače.

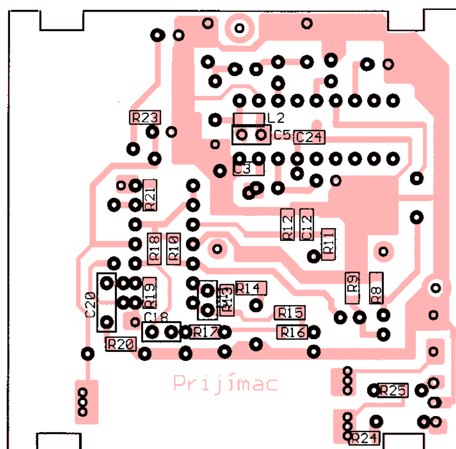
Demodulovaný nf signál se mění na akustický tón piezoměničem. Aby se dosáhlo větší hlasitosti, je piezoměnič zapojen mezi výstupy můstkového zesilovače s OZ IO2b a IO2c (IO2c invertuje signál z výstupu IO2b).

Tón z piezoměniče indikuje příjem vf signálu z lavinového vysílače. Podle síly tónu můžeme přijímač nasměrovat a určit tak polohu vysílače (vysílač leží v ose feritové antény přijímače při jejím natočení do minima vf signálu, poloha vysílače je však dvojznačná). Pro hledání vysílače je nutné využít zkušeností z rádiového orientačního běhu (dříve „honu na lišku“) a hledání si předem natrénovat mimo lavinu.

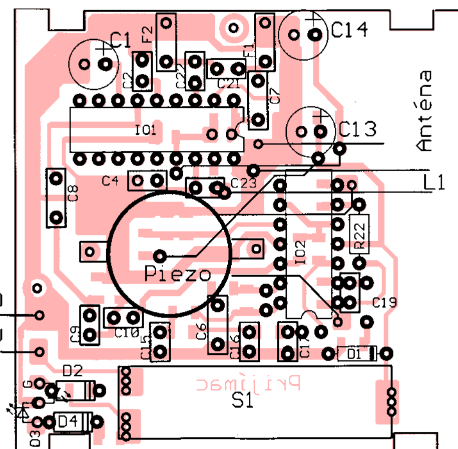
V nf části přijímače jsem použil čtyřnásobný operační zesilovač s ma-



Obr. 16. Obrazec plošných spojů přijímače lavinového „pípáku“ (měř.: 1 : 1)



Obr. 17. Rozmístění součástek SMD na straně pájení na desce přijímače lavinového „pípáku“



Obr. 18. Rozmístění vývodových součástek na straně součástek na desce přijímače lavinového „pípáku“

lým příkonem typu TL064 (IO2), zapojený s nesymetrickým napájením. Zbývající OZ IO2d vytváří virtuální zem přijímače.

Citlivost přijímače můžeme upravit změnou velikosti odporu rezistorů R13 nebo R19 (zvětšením odporu se citlivost zvětší), ale jen v určitých mezích, aby nebyl přijímač zahlcen šumem.

Přijímač je napájen napětím 9 V z destičkové baterie. Napájení se zapíná třípolohovým posuvným přepínačem S1. Dioda D1 chrání přijímač při přepólování baterie.

Ve třetí poloze přepínače S1, ve které jsou sepnuty oba dílčí spínače, se testuje baterie. Při plném napětí baterie svítí dvoubarevná LED (D3) oranžově, při zmenšeném napětí červeně a při vybité baterii nesvítí vůbec.

Konstrukce

Aby měl přijímač rozumné rozměry, je část součástek v provedení SMD (především rezistory, na kterých je natištěn jejich odpor a je možné je snadno identifikovat).

Součástky jsou připájeny na desku s jednostrannými plošnými spoji, která je navržena tak, aby ji bylo možné vestavět do krabičky U-KP20.

Obrazec spojů je na obr. 16, rozmístění součástek SMD na straně spojů je na obr. 17 a rozmístění vývodových součástek na straně součástek je na obr. 18.

Seznam součástek

(přijímač)

R8, R16	30 kΩ, SMD 1206
R9	120 kΩ, SMD 1206
R10, R18	1,5 MΩ, SMD 1206
R11, R12, R13, R17, R19, R21	120 kΩ, SMD 1206
R14, R15, R20	4,7 kΩ, SMD 1206
R22	120 kΩ, miniaturní 0204
R23	22 Ω, SMD 1206
R24, R25	200 Ω, SMD 1206
C1	1000 µF/6,3 V, radiální
C2	220 nF, keramický
C3, C12	100 nF, SMD 1206
C4	3,3 nF, fóliový
C5, C23	viz text
C6, C15, C20	22 nF, keramický
C8, C16	3,3 nF, keramický
C9, C11, C13, C17, C19, C21	470 pF, keramický
C10, C18	56 pF, keramický
C22	10 nF, keramický
L1	viz text
L2	330 µH, SMD 1206 (LQH3C)
F1, F2	CSB 455 kHz
D1	1N4007
D2	BZX83V005.1
D3	dvoubarevná LED (červená + zelená se třemi vývody)
D4	BZX83V004.3
IO1	TDA1572
IO2	TL064
Piezo	KPT1540W
S1	P-B14058

deska s plošnými spoji č.: prijimac

Osvětlení s bílými LED

V současné době jsme svědky velmi rychlého rozvoje v oblasti světelných zdrojů s LED.

Hlavní výhodou LED je jejich velká účinnost. Na rozdíl od klasických žárovek, ve kterých světlo vzniká rozžhavením wolframového vlákna, a výbojek, zářivek a úsporných zářivek, které využívají výbojů v plynech, v LED se emitují fotony při průchodu proudu přechodem PN v propustném směru. Světlo vzniká při rekombinaci (přeskoku elektronů mezi vodivostním a valenčním pásem) a uvolněná energie je úměrná šířce zakázaného pásu. Jedná se o „studené“ světlo. Při přeměně elektrického proudu na světlo mohou mít LED při vhodných podmínkách větší účinnost než jiné světelné zdroje.

Protože LED nejsou tepelně namáhány ani v nich nepůsobí vysoké napětí, je životnost LED řádově stokrát delší než u ostatních světelných zdrojů. Cenu LED nemůžeme přímo srovnávat s cenou žárovek, které musíme občas vyměňovat. I když si to na první pohled třeba neuvědomíme, náklady na údržbu při výměně prasklých žárovek rovněž nejsou zanedbatelné.

Stále klesající cena a zvětšující se svítivost (tisíce milicandel) umožňuje diodám LED stále větší uplatnění. Bílé LED mají sice studené a trochu namodralé světlo, ale v přenosných nebo nouzových zdrojích světla jsou výhodnější než klasické žárovky.

Nesmíme zapomínat, že prahové napětí (napětí, při kterém LED začíná svítit) bílé LED je podstatně větší než napětí běžných LED. Pro srovnání uvádím v tab. 2 voltampérovou (VA) charakteristiku bílé LED (5 mm, 3000 mcd) a v tab. 3 VA charakteristiku oranžové LED L-HLMP-EJ08 (605 nm, 9500 mcd, 6°), které jsem v další konstrukci použil (grafy obou VA charakteristik jsou na obr. 19). Kombinace těchto dvou typů LED dává světlo příjemné barvy.

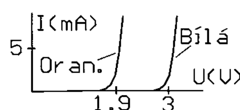
Ve většině konstrukčních návodů se udává zbytečně velký doporučený proud LED. Uvedené LED jsou pro osvětlení použitelné již od proudu 1 až

Tab. 2. Voltampérová charakteristika bílé LED (5 mm, 3000 mcd)

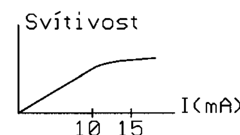
U_{AK} [V]	2,7	2,8	2,85	2,9	2,95	3	3,1
I_{AK} [mA]	0,1	0,5	1	1,9	2,9	4,54	9

Tab. 3. Voltampérová charakteristika oranžové LED typu L-HLMP-EJ08

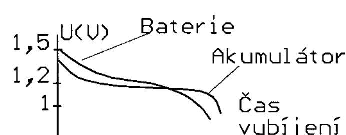
U_{AK} [V]	1,74	1,8	1,83	1,85	1,88	1,9	1,92	1,94
I_{AK} [mA]	0,1	0,6	1,2	2	3,7	5,6	8,04	11,4



Obr. 19. VA charakteristiky bílé a oranžové LED



Obr. 20. Závislost svítivosti na proudu LED



Obr. 21. Vybíjecí charakteristiky suchého článku (baterie) a akumulátoru NiCd

2 mA. Při proudu 10 až 15 mA již jejich účinnost klesá (přírůstek svítivosti není úměrný přírůstku proudu - viz obr. 20). Z hlediska využití proudu je potom výhodnější použít větší počet LED s menším proudem.

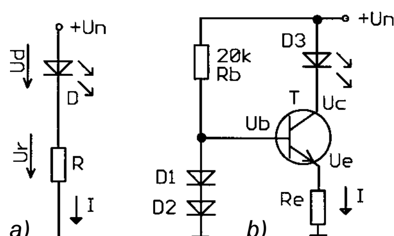
Důležitou vlastností LED je jejich značná směrovost. Jejich větší počet při různém nasměrování je proto výhodnější.

Z ekologického i z ekonomického hlediska je žádoucí využívat baterie co možná nejhospodárněji. Cena LED postupně přestává být důležitou. Vybíjecí charakteristiky suchého článku (baterie) a akumulátoru NiCd jsou na obr. 21.

Napájení bílých LED ze tří článků. Jedná se o technicky nejjednodušší řešení. Jeho účinnost je srovnatelná se zapojením zvyšujícího měniče popsaného v časopise KE4/2003.

Zapojení LED s předřadným rezistorem podle obr. 22a mohu doporučit pouze tehdy, používáme-li akumulátorové články NiCd se jmenovitým napětím 1,2 V. Jejich napětí je poměrně stálé (při nabití 1,4 V, při vybití 1,1 V, většinu provozní doby okolo 1,2 V - viz obr. 21). Z VA charakteristiky a z požadovaného proudu LED I_{AK} snadno vypočítáme velikost předřadného rezistoru: $R = (3,6 - U_{AK})/I_{AK}$, kde U_{AK} je úbytek napětí na LED. Pro I_{AK} = 5 mA vychází R = 120 Ω.

Použijeme-li více LED, zapojujeme je paralelně. Jejich VA charakteristiky jsou přibližně stejné, rozdíly v intenzitě osvětlení budou minimální.



Obr. 22. Napájecí obvod LED. a) s předřadným rezistorem, b) se zdrojem proudu

Používáme-li tři suché články se jmenovitým napětím 1,5 V, nebude již zapojení LED s předřadným rezistorem vyhovovat. Tyto články se při provozu postupně vybíjejí až na 1 V, kdy je musíme vyměnit. Kolísání proudového odběru a intenzity osvětlení by bylo již značné.

V tomto případě doporučuji napájet LED zdrojem proudu s tranzistorem podle obr. 22b. Na bázi tranzistoru je vytvářeno diodami D1 a D2 referenční napětí U_b (obě diody jsou buď typu 1N4148, nebo jedna je typu 1N4148 a druhá Schottkyho - např. BAT48).

Pokud je D1 i D2 typu 1N4148, je proud I tekoucí LED určen vztahem:

$$I = (U_b - 0,6)/Re \qquad [A; V, \Omega].$$

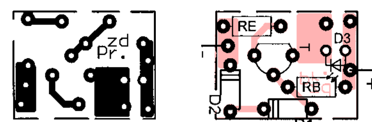
Napájecí obvody LED podle obr. 22a a obr. 22b byly proměřeny a naměřené hodnoty jsou v tab. 4 až tab. 6.

Z tabulek můžeme posoudit, jak se mění proud LED I v závislosti na poklesu napájecího napětí $+U_n$. V posledním řádku (I/I_0) je uvedeno, na kolik procent poklesl proud I oproti proudu I_0 při plném napájecím napětí 4,5 V. Veškerá napětí jsou měřena proti zápornému pólu napájecího zdroje.

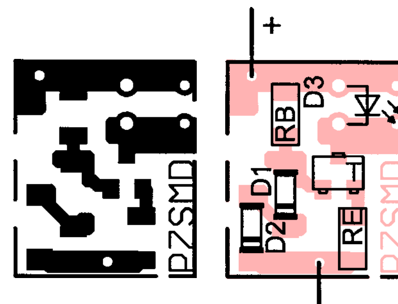
Z hodnot v tab. 4 vidíme, že zapojení s rezistorem je nevyhovující.

Volba referenčního napětí U_b ve zdroji proudu není kritická. Zvolíme-li je větší, bude proud lépe stabilizován, ale při větším poklesu napájecího napětí se proud rychle zmenší (viz tab. 5). Při menším napětí U_b bude stabilizace proudu horší, zapojení však bude lépe fungovat i při téměř vybité baterii (tab. 6).

Proud tekoucí rezistorem Rb můžeme z hlediska účinnosti zdroje proudu zanedbat. Volíme jej asi 100 až



Obr. 23. Obrazec spojů a rozmístění vývodových součástek na desce zdroje proudu pro napájení LED podle obr. 22b (měř.: 1 : 1). Rb...20 kΩ, miniaturní 0204; Re...viz text, miniaturní 0204; D1, D2...1N4148, D3...LED, viz text; T...BC547B; deska s plošnými spoji č. zd Pr.



Obr. 24. Obrazec spojů a rozmístění součástek SMD na desce zdroje proudu pro napájení LED podle obr. 22b (měř.: 2 : 1). Rb...20 kΩ, SMD 1206; Re...viz text, SMD 1206; D1, D2...1N4148 SMD, D3...LED, viz text; T...BC847B; deska s plošnými spoji č. PZSMD

Tab. 4. Výsledky měření napájecího obvodu bílé LED s předřadným rezistorem podle obr. 22a (R = 150 Ω)

$+U_n$	[V]	4,5	4,0	3,5	3,0	2,9
U_R	[V]	1,41	0,98	0,54	0,156	0,095
I	[mA]	9,4	6,53	3,6	1,1	0,63
I/I_0	[%]	100	69	38	11	6,7

Tab. 5. Výsledky měření napájecího obvodu bílé LED se zdrojem proudu podle obr. 22b (Re = 30 Ω, D1 a D2 jsou typu 1N4148)

$+U_n$	[V]	4,5	4,0	3,5	3,25	3,0
U_b	[V]	1,15	1,14	1,03	0,87	0,80
U_c	[V]	1,33	0,79	0,39	0,22	0,14
U_e	[V]	0,44	0,42	0,30	0,17	0,10
I	[mA]	14,7	14	10	5,53	3,26
I/I_0	[%]	100	96	68	38	22

Tab. 6. Výsledky měření napájecího obvodu bílé LED se zdrojem proudu podle obr. 22b (Re = 5,1 Ω, D1 je typu 1N4148, D2 je typu BAT48)

$+U_n$	[V]	4,5	4,0	3,5	3,0	2,9
U_b	[V]	0,68	0,67	0,66	0,65	0,64
U_c	[V]	1,52	1,08	0,60	0,15	0,06
U_e	[mV]	17	14	10	7	4,2
I	[mA]	3,33	2,74	1,96	1,37	0,82
I/I_0	[%]	100	82	59	41	25

200x menší než proud kolektorem. Dostatečné zesílení tranzistoru považuji za samozřejmé. Dále uvedená měření jsem prováděl s tranzistorem BC547B. Diody můžeme zvolit rovněž libovolného typu, např. 1N4148.

Zdroj proudu z obr. 22b byl zkonstruován na desce s plošnými spoji ve dvou verzích - s vývodovými součástkami (obr. 23) a se součástkami SMD (obr. 24). Velmi malé rozměry desky umožňují tento obvod vestavět i do pouzder stávajících bateriových svítilen.

Napájení bílých LED ze čtyř článků. Tato varianta je energeticky nevýhodná. LED můžeme samozřejmě napájet zdrojem proudu podle obr. 22b (diody D1 a D2 použijeme typu 1N4148). Při napětí 6 V však bude účinnost jen asi 50 %, při vybitých bateriích (4 V) 75 %. Proud LED však bude mít konstantní velikost.

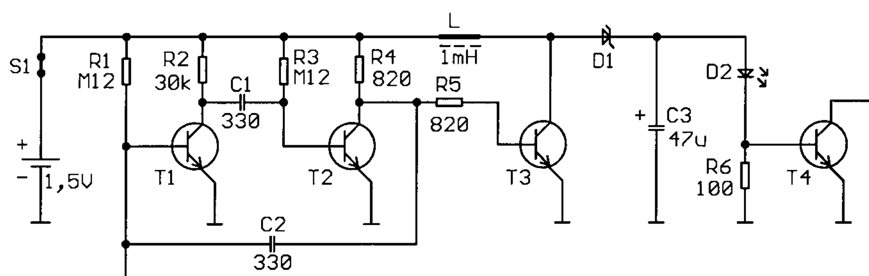
Zapojit do série dvě bílé LED nemůžeme, pokud nechceme použít zvyšující měnič. Zapojit do série jednu bílou a jednu oranžovou LED by bylo velmi problematické, protože součet jejich prahových napětí (4,7 V) by neumožnil plně využít baterii.

Napájení bílých LED z baterie 9 V. V tomto případě je nejvhodnější zapojit dvě bílé LED do série a napájet je zdrojem proudu podle obr. 22b (odpor rezistoru Rb zvětšíme asi na dvojnásobek, diody D1 a D2 použijeme typu 1N4148).

Napájení bílých LED z akumulátoru 12 V. Nejlepší je zapojit do série tři bílé LED nebo dvě bílé a dvě oranžové LED a napájet je ze zdroje proudu podle obr. 22b (použitelný je i předřadný rezistor podle obr 22a).

Svítilna s bílou LED napájenou měničem z jednoho článku

Bateriová svítilna by neměla chybět v žádné domácnosti pro případ výpadku proudu. Je i oblíbenou hračkou dětí. Ve většině případů je však používána je velmi málo. Kapacita baterie tak není optimálně využívána, většina energie se ztrácí samovybíjením. Použijeme-li jako zdroj světla bílou LED, sníží se tím podstatně požadavky na odběr proudu. V takovém případě se určitě vyplatí uvažovat o jejím napájení jedním článkem s použitím zvyšujícího měniče. Jak dále uvidíme, účinnost měniče bude při tak malém napájecím napětí poměrně malá, 50 až 60 %.



Obr. 25. Svítilna s bílou LED napájenou měničem z jednoho článku

Přesto ale bude při sporadickém používání provoz takové svítilny ekonomičtější. Pokud si ji budeme brát na cesty, oceníme i její malé rozměry.

Popisovaný měnič můžeme samozřejmě s malými úpravami využít i všude tam, kde potřebujeme zálohovat nějaké zařízení při malém proudovém odběru (mikroprocesor, paměť).

Pro tyto měniče vyvinula firma MAXIM obvod MAX867, který pracuje již při napájecím napětí 0,8 V. Vzhledem k jeho ceně a špatné dostupnosti (není uveden v katalogu GM Electronic) jsem však dal přednost zapojení s tranzistory. Při tak malém napájecím napětí by běžné integrované obvody používané ve spínacích zdrojích už nepracovaly.

Schéma zvyšujícího měniče s tranzistory, který pracuje již při napájecím napětí 1 V, je na obr. 25. Jedná se o běžné zapojení zvyšujícího měniče se společným spínačem, které bylo popsáno např. v KE 4/2003.

Zdrojem spínacího kmitočtu (50 až 100 kHz) je multivibrátor se dvěma tranzistory (T1, T2), který je schopen kmitat už při napájecím napětí 0,8 V. Hodnoty součástek jsem se snažil volit tak, aby odběr proudu byl co možná nejmenší. Tranzistor T3, který pracuje jako spínač v měniči, potřebuje pro svoji optimální činnost dostatečně tvrdé budicí napětí. Odpory rezistorů R4 a R5 proto nemohou být větší, s určitým odběrem proudu se musíme smířit (kdybychom pracovali s větším napájecím napětím, použili bychom jako T3 Darlingtonův tranzistor).

Dioda D1 je pochopitelně Schottkyho typu. Úbytek napětí na D1 (0,2 až 0,3 V), který je u měničů s větším napájecím napětím zanedbatelný, v tomto měniči samozřejmě podstatně zmenšuje účinnost.

Optimální volba indukčnosti cívky L je kompromisním řešením. Pokud by měla indukčnost např. 330 μH, jak je v podobných zapojeních zvykem, byl by odběr proudu měničem v režimu naprázdno zbytečně velký, asi 20 mA. To by podstatně zhoršilo účinnost. Při indukčnosti 2 až 3 mH podstatně klesá maximální možný odběr proudu - měnič je příliš měkký.

Kapacita kondenzátoru C3 není kritická, její vliv na vlastnosti měniče je minimální.

V měniči pro svítilnu je důležité stabilizovat proud LED při měnícím se napájecím napětí. Proud LED je stabilizován obvodem s tranzistorem T4. Když dosáhne úbytek napětí na rezistoru R6 velikosti asi 0,6 V, tranzistor T4 se otevře, tranzistor T1 se zavře, T2 se otevře a T3 se zavře. Tím se ovládá aktivní část periody multivibrátoru tak, aby úbytek napětí na rezistoru R6 byl stále 0,6 V. Úbytek napětí na rezistoru R6 pochopitelně zmenšuje účinnost měniče. Kdybychom tuto zpětnou vazbu vynechali (např. při napájení z akumulátoru), měnič bude normálně fungovat.

Obdobně by bylo možné s použitím tranzistoru T4 stabilizovat v jiných aplikacích výstupní napětí měniče. Místo LED D2 bychom zapojili rezistor, který by společně s rezistorem R6 tvořil dělič napětí pro bázi tranzistoru T4. Výstupní napětí měniče by pak bylo násobkem (určeným dělicím poměrem děliče) napětí 0,6 V na bázi T4. Celkový odpor děliče by měl být stovky Ω až jednotky kΩ, aby dělič současně tvořil předzátěž měniče.

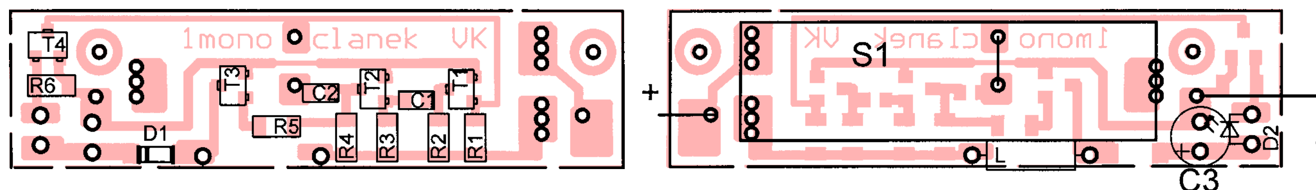
Mechanicky je přístroj navržen tak, aby měl co nejmenší rozměry. K držáku tužkového článku je dvěma šroubky připevněna deska s jednostranný-mi plošnými spoji.

Obrazec spojů je na obr. 26, rozmístění součástek na obou stranách desky je na obr. 27.

Většina součástek je v provedení SMD a je na desce umístěna na stra-



Obr. 26. Obrazec spojů svítilny s bílou LED (měř.: 1 : 1)



Obr. 27. Rozmístění součástek na desce svítilny s bílou LED

Tab. 7. Výsledky měření měniče pro napájení bílé LED z jednoho článku podle obr. 25 (R6 = 0 Ω). Při $+U_n$ = 0,9 V již měnič nepracoval

$+U_n$	[V]	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5
I_n	[mA]	11	14,4	18,2	39	70
I	[mA]	1,9	3,7	5,7	14	26,4
η	[%]	48,5	59,7	63	55	48

Tab. 8. Výsledky měření měniče pro napájení bílé LED z jednoho článku podle obr. 25 (R6 = 12 Ω)

$+U_n$	[V]	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0
I_n	[mA]	14	18	36,4	60,6	72
I	[mA]	1,8	3,27	5,5	13,2	21,8
η	[%]	54,3	60,2	54,2	45	39,2

Tab. 9. Výsledky měření měniče pro napájení bílé LED z jednoho článku podle obr. 25 (R6 = 100 Ω)

$+U_n$	[V]	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0
I_n	[mA]	14,3	17,2	13,7	12,1	11,6
I	[mA]	3,27	4,88	5,26	5,33	5,33
η	[%]	53,8	56,8	57	53	46

ně spojů. Vývodové jsou pouze cívka L, kondenzátor C3, LED D2 a spínač S1. Spínač je do desky připájen, a aby se dosáhlo větší mechanické stability, můžeme jej k desce navíc přichytit kapkou epoxidového lepidla nebo Lukoprénu. Deska je od držáku článku oddálena dvěma podložkami, aby součástky SMD nebyly přitisknuty na držák.

V tab. 7 až tab 9 jsou shrnuty výsledky měření na realizovaném měniči. Z naměřených hodnot je možné si učinit představu o účinnosti měniče.

Vidíme, že podle předpokladů má stabilizace výstupního proudu negativní vliv na účinnost. Použijeme-li ve svítilně akumulátorový článek, jehož napětí se za provozu tolik nemění, bude lepší stabilizaci nezapojovat.

Měnič můžeme rovněž napájet dvěma články. Z hlediska účinnosti a rozměrů to však není příliš výhodné, lepší je použít buď jeden, nebo tři články.

Seznam součástek

R1 120 kΩ, SMD 1206
R2, R3 30 kΩ, SMD 1206
R4, R5 820 Ω, SMD 1206
R6 100 Ω, SMD 1206
C1, C2 330 pF, SMD 0805
C3 47 μF/16 V, radiální
L 1 mH, axiální
D1 BAT46, SMD MINI MELF
D2 LED, bílá
T1 až T4 BC847B, SOT23
S1 spínač P-B14058
držák tužkového článku A 306 311
deska s plošnými spoji č. 1monoclanek

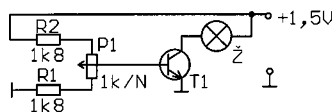
Cena: DPS: 18,- Kč, součástky: 149,- Kč

Tester stavu tužkových článků

Změřit si napětí článku potřebuje občas každý, aby zbytečně nevyhazoval články nevybité.

Napětí tužkových článků můžeme orientačně změřit testerem, jehož schéma je na obr. 28. Výhodou testeru oproti voltmetru je, že měří napětí na zatíženém článku, což lépe odpovídá provozním podmínkám.

Často se totiž setkáváme s články, jejichž napětí naprázdno v nezatíženém stavu je sice v pořádku, ale při zatížení velmi rychle poklesne. Důvodem je rostoucí vnitřní odpor vybitého



Obr. 28. Tester tužkových článků

článku. Proto je nutné, aby byl článek při měření vhodně zatížen.

Tester je velmi jednoduchý. Pracuje na principu **komparačního voltmetru**. Měřené napětí porovnáváme se známým napětím 0,6 V, při kterém se otevírá tranzistor a rozsvítí se žárovička. Ta funguje současně jako zatěžovací odpor - teče jí proud 100 mA. LED použít nemůžeme, její prahové napětí je větší než 1,5 V.

Všechny součástky testeru jsou připájeny na malé destičce s jednostrannými plošnými spoji (obr. 29).

K zapojené desce připojíme místo článku regulovatelný zdroj napětí s malým vnitřním odporem. Na zdroji postupně nastavujeme napětí v rozsahu 1 až 1,5 V (po 0,1 V) a ke každému napětí najdeme a označíme polohu šipky na knoflíku potenciometru, ve které se žárovka právě rozsvítí (nebo právě zhasne). Ocejchujeme tak stupnici potenciometru.

Při měření dáme článek do držáku, nastavíme polohu potenciometrem tak, aby se žárovka právě rozsvěcela a odečteme ze stupnice velikost napětí. Pokud žárovka po velmi krátké době zhasíná, je článek vybitý.

Vzhledem k nelineárnímu odporu vlákna žárovky (za studena je odpor vlákna menší než v rozžhaveném stavu) a určitému vnitřnímu odporu měřeného článku se může tester rozkmitat a žárovka bude blikat. To není na závadu, kmitání by bylo možné odstranit připojením kondenzátoru o kapacitě stovek μF paralelně k testovanému článku.

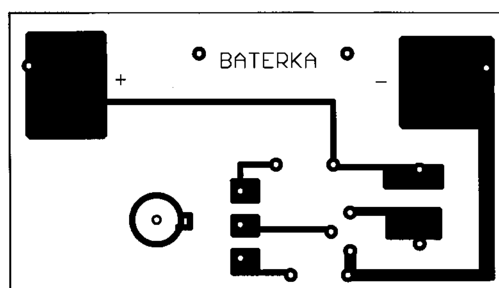
Testovat lze i akumulátorové články NiCd. Jejich provozní napětí je v rozsahu přibližně 1,4 až 1,1 V.

Seznam součástek

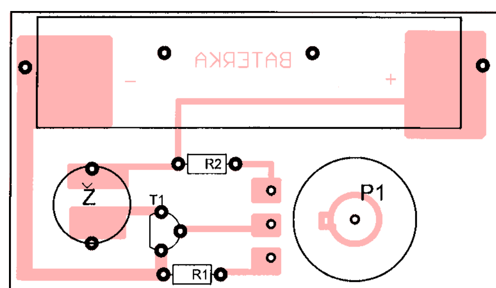
R1, R2 1,8 kΩ, miniaturní 0204
P1 1 kΩ/lineární (TP 160)
T1 BC547B
Ž žárovka ZC3 (1,3V/100 mA)
objímka na žárovku OB3
držák tužkového článku A 306 311
deska s plošnými spoji č. BATERKA

Cena: DPS: 18,- Kč, součástky: 149,- Kč

Veškeré dotazy na adrese:
Ing. Jiří Vlček, Tehov 122,
251 01 Říčany u Prahy.
Telefon domů: 323 641 563
Mobilní telefon: 723 799 875
E-mail: *vlcek-j@seznam.cz*
Internet: *www.vlcek.aktualne.cz*



Obr. 29. Obrazec spojů a rozmístění součástek na desce testeru tužkových článků



ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ

V této kapitole jsou uvedena zapojení z oblasti radiotechniky a měřicí techniky. Popsané konstrukce je vhodné brát především jako podnět a inspiraci k další tvůrčí činnosti a je možné s nimi dále laborovat.

Radiotechnika

QRP CW vysílač pro pásmo 40 m

Na obr. 1 je schéma jednoduchého telegrafního QRP vysílače, který jako stavebnici dodává firma Ramsey electronics. Původní pramen je reklamní článek, který má s vysílačem seznámit širší veřejnost, a proto jsou některé součástky na schématu označeny dosti záhadně. Nicméně schéma je úplné a inspirativní a zkušenější amatéři si chybějící údaje snadno doplní.

Vysílač je třístupňový - obsahuje oscilátor, oddělovací stupeň a koncový stupeň.

Oscilátor je v Clappově zapojení s tranzistorem T1. Kmitočet oscilátoru je řízen jedním z krystalů X1 nebo X2, které lze volit přepínačem S1.

Krystal X1 kmitá na 7,040 MHz, krystal X2 můžeme použít podle vlastní volby s jakýmkoliv kmitočtem v pásmu 7 MHz (doporučený kmitočet pro QRP CW je 7,030 MHz).

Krystaly mohou být rozlaďovány v rozmezí 0 až 5 kHz nad jmenovitým kmitočtem varikapy D3 a D4 prostřednictvím potenciometru R1.

Vf signál z oscilátoru je veden přes oddělovací stupeň s tranzistorem T2 do koncového stupně s tranzistorem T3 pracujícím ve třídě C. Koncový stupeň poskytuje výkon asi 1 W. Z koncového stupně jde vf signál přes diodový přepínač vysílání/příjem a přes dolní propust typu *LC* článek Π na anténní konektor K1.

Článek Π přizpůsobuje impedanci antény 50 Ω výstupní impedanci koncového stupně a potlačuje vyšší harmonické vysílaného signálu.

Vysílač je klíčován tranzistorem T4, který spíná napájecí napětí oscilátoru a oddělovacího stupně. Koncový stupeň je napájen trvale. Tranzistor T4 je ovládán telegrafním klíčem, který se připojuje ke konektoru K3. Tranzistorem T4 je též řízen diodový přepínač vysílání/příjem s diodami D1 a D2.

Pokud není telegrafní klíč stisknut, je na kolektoru T4 nulové napětí. Toto nulové napětí je přivedeno přes tlumivku L4 na anodu diody D1 a dioda D1, která spojuje koncový stupeň s článkem Π, je vypnuta. Sepnuta je dioda D2, která spojuje článek Π s konektorem K2 pro připojení anténního vstupu přijímače. Diodou D2 protéká proud z děliče R12, R13, na který je přivedeno napájecí napětí. Signál z antény tedy prochází z konektoru K1 článkem Π, diodou D2, oddělovacím kondenzátorem C19 a přes konektor K2 do přijímače.

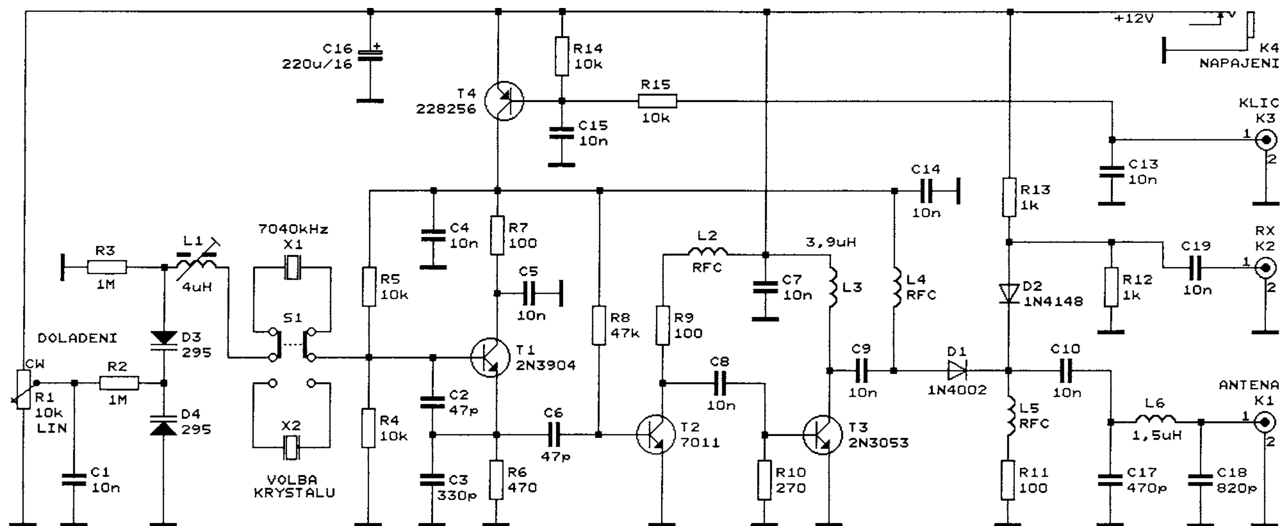
Při stisknutí klíče sepne tranzistor T4 a na jeho kolektoru se objeví téměř plné napájecí napětí +12 V. Toto napětí se přes tlumivku L4 přenese na anodu diody D1 a diodou D1 začne protékat (přes tlumivku L5 a rezistor R11) proud do země. Je to proud značně velký (asi 110 mA), takže D1 je schpna přenášet celý výkon z koncového stupně do článku Π a přes něj do antény. Na katodě D1 je napětí asi 11 V a stejné napětí je i na katodě diody D2. Na anodě diody D2 je napětí +6 V z děliče R12, R13. Dioda D2 je tedy polarizovaná napětím asi 5 V v závěrném směru, takže je vypnuta a odděluje výstup vysílače od anténního vstupu přijímače.

Vysílač je napájen napětím 12 až 15 V z akumulátoru nebo ze síťového zdroje. Napájecí proud je maximálně 0,25 A.

Vysílač je zkonstruován s běžnými vývodovými součástkami na desce s jednostrannými plošnými spoji.

Konektory K1 až K3 jsou typu CINCH, K4 je typizovaný napájecí konektor.

Cívky L2, L4 a L5, označené jako RFC, jsou vf tlumivky. Z fotografie



Obr. 1. QRP CW vysílač pro pásmo 40 m

v původním prameni se zdá, že to jsou radiální tlumivky. U nás běžně prodávaná řada radiálních tlumivek typu 09P začíná od nejmenší indukčnosti 330 µH s vlastním rezonančním kmitočtem 2,7 MHz. Vzhledem k příliš nízkému vlastnímu rezonančnímu kmitočtu nejsou tyto tlumivky pro daný účel vhodné (vlastní rezonanční kmitočet tlumivky musí ležet nad pracovním kmitočtem 7 MHz). Vhodné by snad byly axiální tlumivky o průměru 4 mm s indukčností 22 µH a povoleným ss proudem 560 mA, které mají vlastní rezonanční kmitočet 13 MHz a na kmitočtu 7 MHz mají reaktanci 1 kΩ.

Cívky L3 a L6 jsou axiální tlumivky. Cívka L1 je dolaďovací ve stínicím krytu o rozměrech 7x7 mm, určitě by však bylo možné použít i axiální tlumivku s pevnou indukčností 3,3 nebo 4,7 µH.

Varikapy D3 a D4 by pravděpodobně mohly být typu KB109 apod.

Tranzistor T1 typu 2N3904 je NPN a je charakterizován paremetry U_{CE} = = 40 V, I_C = 0,2 A, P_{tot} = 0,6 W, f_T = = 300 MHz, h_{FE} = 100 až 300, pouzdro TO92. Bylo by asi možné jej nahradit tranzistorem BC546B apod.

Tranzistor T3 typu 2N3053 je NPN a je charakterizován parametry U_{CE} = = 60 V, I_C = 0,7 A, P_{tot} = 1 W, f_T = = 100 MHz, h_{FE} = 50 až 250, pouzdro TO5. Snad by bylo možné jej nahradit typem BD137-16 apod. - nutno vyzkoušet!

Parametry tranzistorů T2 a T4 nebylo možné zjistit, vyhoví však určitě nějaké běžné typy. Tranzistor T4 by mohl být např. typu BD438 a jako T2 by američané určitě zvolili typ 2N2222, který se dostane i u nás.

Problém bude s obstaráním krystalu - běžně se krystaly s potřebným kmitočtem neprodávají. Snad bude možné obstarat jej na inzerát...

Ve vysílači nejsou žádné nastavovací prvky (až na nepodstatnou cívku L1), takže by měl pracovat na první zapojení.

Po úpravě hodnot některých součástek (především cívek) lze vysílač použít i pro další amatérská pásma (3,5 MHz, 10 MHz a 14 MHz).

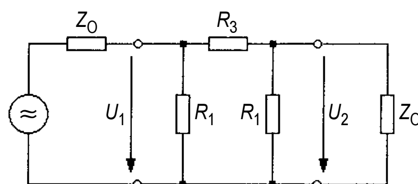
funk 11/1996

Útlumový článek Π s diodami PIN

Základní zapojení odporového útlumového článku (neboli atenuátoru) ve tvaru Π je na obr. 2.

Konfigurace článku ve tvaru Π dovoluje dosáhnout požadovaného útlumu *A* a současně takové vstupní a výstupní impedance článku, aby byl přizpůsoben charakteristické impedanci Z_O zdroje signálu i zátěže.

Odpory příčných rezistorů R1 a podélného rezistoru R3 lze vypočítat



Obr. 2. Základní zapojení atenuátoru ve tvaru článku Π

z útlumu *A* a chrakteristické impedance Z_O podle vztahů:

$R1 = Z_O \cdot [(K + 1)/(K - 1)]$ [Ω; Ω]

a $R3 = (Z_O/2) \cdot [K - (1/K)]$ [Ω; Ω],

kde: $K = U_1/U_2$ [-; V, V]

a $A = 20 \cdot \log(K)$ [dB; -].

Rezistory R1 a R3 s pevným odporem můžeme nahradit diodami PIN, které se chovají jako vf rezistory s činným odporem ovládaným procházejícím proudem. Tím vytvoříme atenuátor s plynule ovladatelným útlumem.

Diody PIN jsou zvláštní druh diod, které mají mezi vrstvami P a N ještě vrstvu I intrinsického materiálu. Jsou charakterizovány dobou života τ minoritních nosičů náboje ve vrstvě I. Veličina τ se může podle druhu diody PIN pohybovat od 5 do 3000 ns.

Veličinou τ je určen dolní konec kmitočtového rozsahu, ve kterém je dioda PIN použitelná jako rezistor.

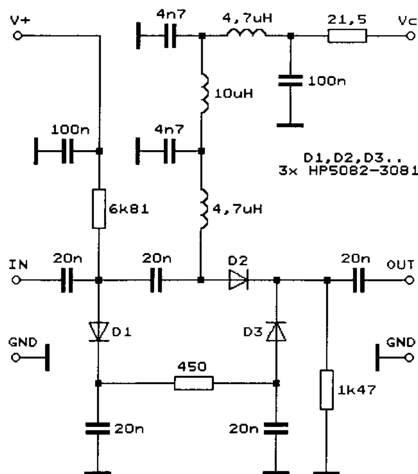
Dolní konec kmitočtového rozsahu je charakterizován mezním kmitočtem (Cutoff Frequency) f_c, který je dán vztahem:

$$f_c = 1/(2 \cdot \pi \cdot \tau) \quad [Hz; s].$$

Na kmitočtech vyšších než desetinásobek f_c se dioda PIN chová jako proudem řízený činný odpor (pohybující se typicky v rozsahu 1 Ω až 10 kΩ), ke kterému je paralelně připojena malá konstantní kapacita přechodu a pouzdra (typicky několik desetin pF).

Na kmitočtech nižších než desetina f_c se dioda PIN chová jako běžná dioda, která usměrňuje vf signál.

Na kmitočtech v rozmezí desetiny až desetinásobku f_c se dioda PIN chová složitě a více či méně zkresluje procházející vf signál.



Obr. 3. Atenuátor se třemi diodami PIN

Do atenuátorů s proměnným útlumem jsou vhodné diody PIN, které mají τ v rozmezí 400 až 3000 ns.

Zapojení atenuátoru se třemi diodami PIN, které přímo nahrazují rezistory R1 a R3 z obr. 2., je na obr. 3. Atenuátor pracuje dobře v rozsahu kmitočtů 10 až 500 MHz. Nevýhodou použité konfigurace atenuátoru je nesymetrické uspořádání diod PIN, které komplikuje zapojení obvodu určujícího proud diodami.

Výhodnější je proto zapojit atenuátor Π se čtyřmi diodami PIN v symetrickém uspořádání.

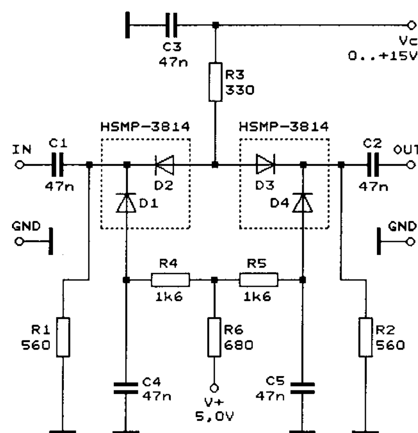
Atenuátor s diodami PIN typu HSMP-3814

Schéma atenuátoru se dvěma dvojitými diodami PIN typu HSMP-3814 od firmy Agilent Technologies (dříve Hewlett-Packard) v symetrickém uspořádání je na obr. 4.

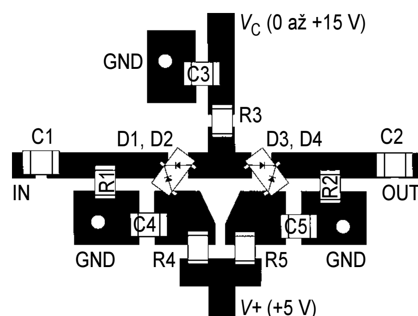
Atenuátor z obr. 4 má v porovnání s atenuátorem z obr. 3 několik výhod.

První výhodou je mnohem jednodušší zapojení a průhledenější funkce.

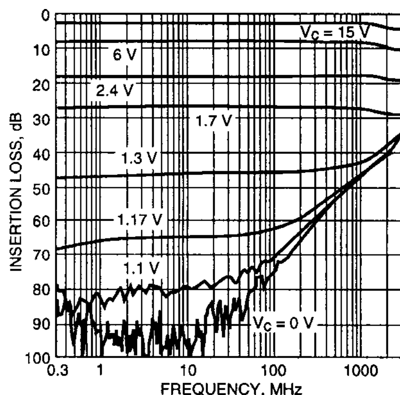
Druhou výhodou je, že parazitní paralelní kapacity antisériově zapojených diod PIN D2 a D3 jsou také zapojeny do série, a proto je celková parazitní kapacita mezi vstupem a výstupem atenuátoru poloviční, než kdy-



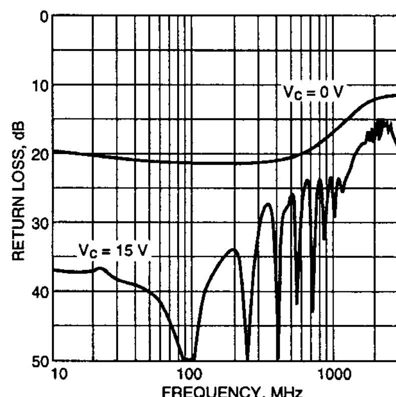
Obr. 4. Širokopásmový atenuátor se čtyřmi diodami PIN typu HSMP-3814



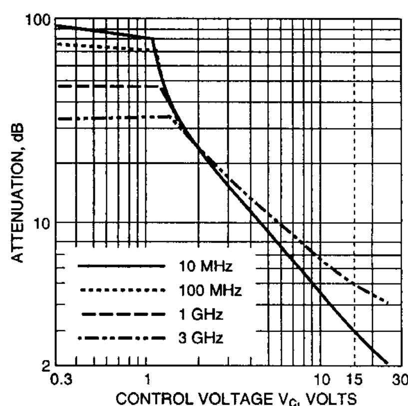
Obr. 5. Obrazec spojů a rozmístění součástek na desce atenuátoru z obr. 4 (bez měřítka). Na rubové straně desky je souvislá měděná fólie, která tvoří zemní rovinu



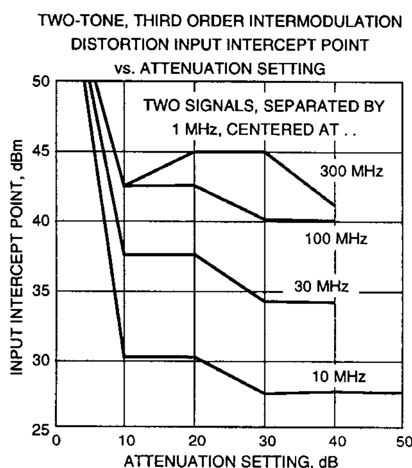
Obr. 6. Závislost vložného útlumu atenuátoru z obr. 4 na kmitočtu



Obr. 7. Závislost útlumu odrazu atenuátoru z obr. 4 na kmitočtu



Obr. 8. Závislost vložného útlumu atenuátoru z obr. 4 na řídicím napětí V_C



Obr. 9. Vlastnosti atenuátoru z obr. 4 z hlediska intermodulace

by byla použita jen jedna dioda PIN. Díky tomu je dosažitelný útlum atenuátoru na velmi vysokých kmitočtech větší až o 6 dB.

Třetí výhodou je menší zkreslení vf signálu (na nižších kmitočtech). Jedna z antisériově zapojených diod PIN D2 a D3 totiž zkresluje více kladnou a druhá zase zápornou půlvlnu procházejícího vf signálu. Díky tomu jsou potlačeny produkty zkreslení sudého řádu.

Jedinou nevýhodou použití dvojice diod PIN D2 a D3 je zdvojnásobení minimálního podélného odporu atenuátoru. Následkem toho je minimální útlum atenuátoru zvětšen asi o 0,5 dB.

Diody PIN řady HSMP-3810 mají dobu života minoritních nosičů $\tau =$ $= 1500$ ns a z toho vyplývající mezní kmitočet $f_c = 100$ kHz. Proto je nejnižší pracovní kmitočet atenuátoru z obr. 4 teoreticky asi 1 MHz. Díky dalším dobrým vlastnostem diod PIN řady HSMP-3810 a způsobu jejich zapojení však lze atenuátor provozovat již od kmitočtu asi 300 kHz.

Do atenuátoru podle obr. 4 se přivádějí dvě napětí. V+ je pevné opěrné napětí +5 V a V_C je proměnné napětí 0 až +15 V, kterým se ovládá útlum atenuátoru. Rezistory R1 až R5 určují velikosti proudů protékajících jednotlivými diodami PIN. Odpory těchto rezistorů byly empiricky optimalizovány tak, aby při zvolených velikostech napětí V+ a V_C byl minimální útlum atenuátoru co nejmenší a vstup a výstup byl co nejlépe přizpůsoben.

Pro ověření funkce byl atenuátor zkonstruován na desce s plošnými spoji o rozměrech asi 40x40 mm. Deska je tlustá 0,8 mm, je oboustranně plátovaná měděnou fólií a je z materiálu HT-2, který má relativní permitivitu $\varepsilon_r = 4,3$ a dvakrát menší ztráty než běžný materiál FR4.

Výřez obrazce spojů na lícové straně desky i rozmístění součástek na desce je na obr. 5 (bez měřítka).

Na rubové straně desky je ponechána souvislá měděná plocha, která tvoří zemní rovinu. Plošky na lícové straně, které mají být uzemněny, jsou se zemní rovinou propojeny třemi prokovenými děrami.

Všechny součástky jsou SMD, rezistory a kondenzátory mají rozměry 0603. Ke vstupnímu vedení (IN) a výstupnímu vedení (OUT) jsou na okrajích desky připájeny konektory SMA.

Výsledky měření provedených na realizovaném atenuátoru jsou na obrázcích obr. 6 až obr. 9 (25 °C, $Z_O = 50\ \Omega$). Atenuátor má dobré vlastnosti v kmitočtovém rozsahu 300 kHz až 3 GHz.

Na obr. 6 je kvůli přesnosti vyjádření oznčen útlum atenuátoru (Attenuation) jako vložný útlum (Insertion Loss).

Na obr. 7 vyjadřuje útlum odrazu (Return Loss) míru přizpůsobení filtru. Čím je útlum odrazu větší, tím je přizpůsobení lepší (útlumu odrazu 20 dB odpovídá činitel stojatého vlnění *ČSV* = 1,1).

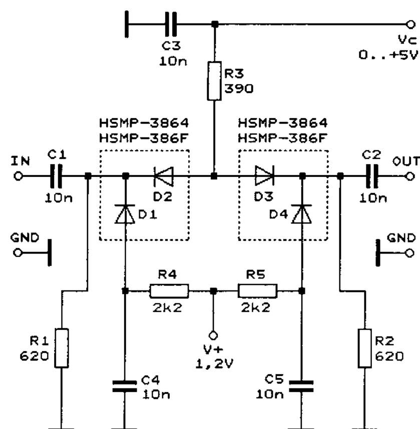
Atenuátor s diodami PIN typu HSMP-3864 (386F)

Schéma atenuátoru se dvěma dvojitými diodami PIN typu HSMP-3864 nebo HSMP-386F v symetrickém uspořádání je na obr. 10. Od atenuátoru na obr. 4 se tento atenuátor liší pouze použitými diodami PIN a hodnotami součástek.

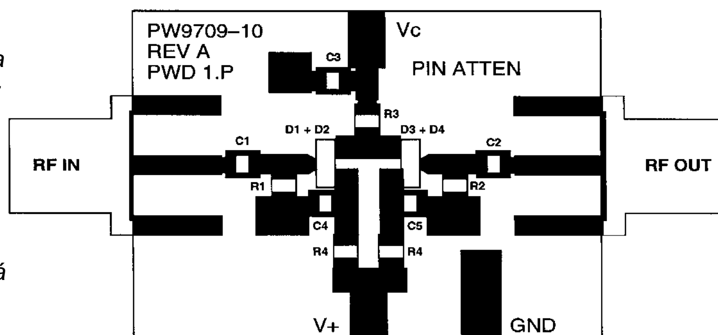
Diody HSMP-386x jsou určeny pro atenuátory s malým ovládacím proudem a proto má atenuátor na obr. 10 menší nároky na velikost opěrného napětí V+ (V+ = +1,2 V) i ovládacího napětí V_C (V_C = 0 až +5 V).

Diody obou uvedených typů se liší pouze velikostí pouzdra. Diody HSMP-3864 mají běžné pouzdro SOT-23, zatímco diody HSMP-386F mají zmenšené pouzdro SOT-323.

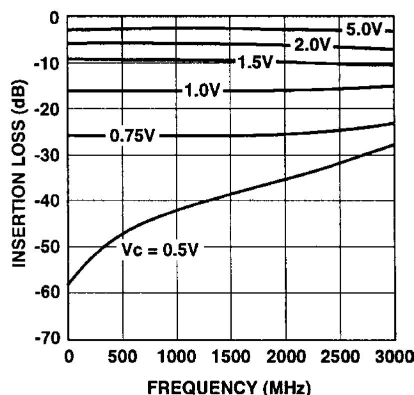
Pro atenuátor z obr. 10 byl navržen nový obrazec spojů na ověřovací desce. Deska má rozměry 31x22 mm a je ze stejného materiálu jako deska atenuátoru z obr. 4.



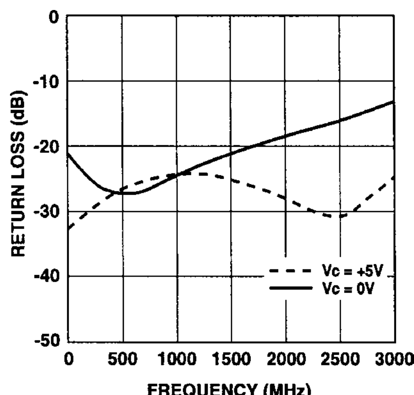
Obr. 10. Širokopásmový atenuátor se čtyřmi diodami PIN typu HSMP-3864



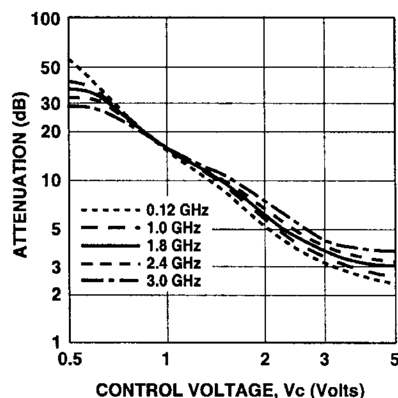
Obr. 11. Obrazec spojů a rozmístění součástek na desce atenuátoru z obr. 10 (měř.: 2 : 1). Na rubové straně desky je souvislá měděná fólie, která tvoří zemní rovinu



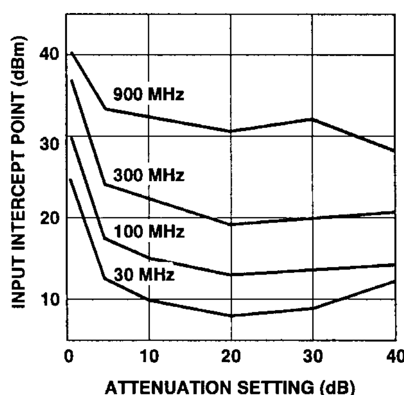
Obr. 12. Závislost vložného útlumu atenuátoru z obr. 10 na kmitočtu



Obr. 13. Závislost útlumu odrazu atenuátoru z obr. 10 na kmitočtu



Obr. 14. Závislost vložného útlumu atenuátoru z obr. 10 na řídicím napětí V_C



Obr. 15. Vlastnosti atenuátoru z obr. 10 z hlediska intermodulace

Obrazec spojů na lícové straně desky i rozmístění součástek na desce je na obr. 11.

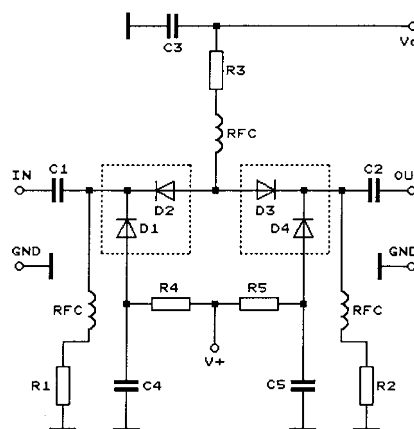
Na rubové straně desky je ponechána souvislá měděná plocha, která tvoří zemní rovinu. Plošky na lícové straně, které mají být uzemněny, jsou se zemní rovinou propojeny prokovenými děrami (tyto díry nejsou na obr. 11 znázorněny).

Všechny součástky jsou SMD, rezistory a kondenzátory mají rozměry 0603. Propojovací konektory na vstupu IN a výstupu OUT jsou typu SMA.

Výsledky měření realizovaného atenuátoru jsou na obrázcích obr. 12 až obr. 15. Měřilo se při teplotě 25 °C a v prostředí s charakteristickou impedancí Z_O = 50 Ω.

Atenuátor má kmitočtový rozsah 3 až 3000 MHz a má poněkud horší vlastnosti než atenuátor z obr. 4.

Pokud se atenuátor používá v úzkém pásmu kmitočtů, je možné zmenšit jeho minimální útlum zapojením tlumivek RFC do série s napájecími rezistory podle obr. 16. Napájecí rezistory pak nemohou způsobovat přídavné ztráty. Minimální útlum atenuátoru z obr. 16 je typicky 1,5 dB na kmitočtu 1900 MHz.



Obr. 16. Atenuátor s malým minimálním útlumem se čtyřmi diodami PIN

Tlumivky jsou co nejmenší SMD a musí mít takovou indukčnost, aby kmitočet jejich vlastní rezonance byl alespoň dvakrát větší než nejvyšší pracovní kmitočet.

Agilent Technologies. Application Note 1048 - A Low-Cost Surface Mount PIN Diode π Attenuator.

Měřicí technika

Vf signální generátor s monolitickým VCO

Firma Linear Technology vyrábí integrovaný obvod LTC1799, který po doplnění jediným rezistorem pracuje jako napětím řízený oscilátor (VCO = = Voltage Controlled Oscillator). Obvod je miniaturní - je dodáván v pouzdru pro povrchovou montáž SOT23 s pěti vývody. Napájecí napětí obvodu je 2,7 až 5,5 V, napájecí proud je 4 mA při napájecím napětí 5 V a 15 mA při napájecím napětí 5 V a zátěži 50 Ω. Výstupní napětí je obdélníkové se střídou 1 : 1 (s tolerancí 2 %) a při napájecím napětí 5,5 V má na zátěži 50 Ω mezivrcholový rozkmit 2 V. Jmenovitý kmitočtový rozsah obvodu je 1 kHz až 30 MHz, se zmenšeným rozkmitem je signál generován až do kmitočtu 50 MHz. Nahodilé kolísání kmitočtu VCO (tzv. jitter) má na kmitočtu 10 MHz zdvih asi 1 kHz. Při změně teploty o 1 K se kmitočet změní o 0,004 %, při změně napájecího napětí o 1 V se kmitočet změní o 0,05 %.

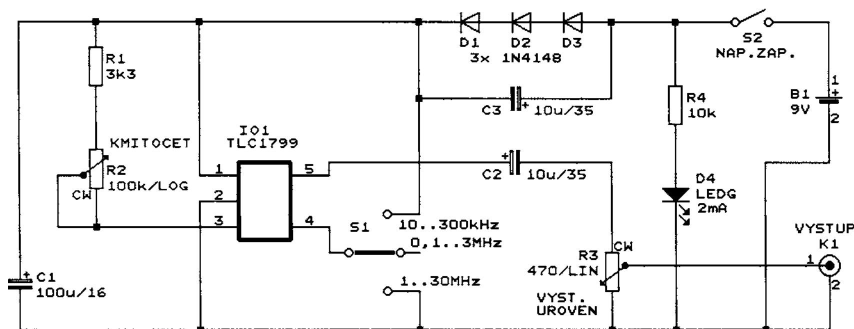
Obvod obsahuje dvoustupňovou dekadickou děličku, která je ovládána stavem vývodu *4*. Je-li vývod *4* uzemněn, je výstupní signál vnitřního VCO veden přímo na výstupní vývod *5*. Je-li vývod *4* odpojen, je výstupní signál vnitřního VCO veden na výstupní vývod *5* přes děličku deseti a kmitočet výstupního signálu je desetkrát menší než v předchozím případě. Je-li na vývod *4* přivedeno kladné napájecí napětí, je výstupní signál vnitřního VCO veden na výstupní vývod *5* přes děličku stem a kmitočet výstupního signálu je stokrát menší než v prvním případě.

Autor původního pramene zakoupil tento obvod u firmy Conrad Electronic za 6 Euro.

Schéma vf signálního generátoru, ve kterém je použit popsaný obvod LTC1799 (IO1), je na obr. 18. Schéma



Obr. 17. Pohled shora na vf signální generátor s monolitickým VCO



Obr. 18. Vf signální generátor s monolitickým VCO

je jen o málo složitější než základní zapojení integrovaného obvodu.

Kmitočet generátoru se ovládá potenciometrem R2. Aby byl průběh závislosti kmitočtu na úhlu natočení hřídele přijatelný, doporučuje autor použít logaritmický potenciometr a zapojit jej tak, aby se při otáčení hřídelem ve směru hodinových ručiček (CW = Clockwise = směrem hodinové ručičky) kmitočet zmenšoval. Rezistor R1 omezuje rozsah přeladění tak, aby byl v poměru 1 : 30. Odpory součástek R1 a R2 jsou zvoleny tak, aby základní kmitočtový rozsah generátoru byl 1 až 30 MHz.

Přepínačem S1 se volí další rozsahy generátoru: 0,1 až 3 MHz a 10 až 300 kHz. Přepínač S1 je páčkový jednopólový třípolohový (ON-OFF-ON).

Z výstupu IO1 je signál veden na výstupní konektor K1 přes oddělovací kondenzátor C2 a přes potenciometr R3, kterým se reguluje síla výstupního signálu generátoru. Jak již bylo řečeno, výstupní signál je obdélníkový se střídou 1 : 1 a s maximálním mezivrcholovým rozkmitem okolo 2 V.

Generátor je napájen napětím 9 V z destičkové baterie B1. Napájení se zapíná páčkovým spínačem S2, zapnutí je indikováno diodou LED D4. LED D4 je zelená o průměru 3 mm s velkou účinností (tzv. 2 mA), aby se indikací příliš nevybíjela baterie. Napájecí napětí pro IO1 je zmenšeno asi na 7 V třemi diodami D1 až D3, které jsou zapojeny do série s napájecím vývodem IO1. Napájení je blokováno kondenzátory C1 a C3.

Pozn. red.: Možná by bylo lepší zmenšit napájecí napětí pro IO1 na 5 V monolitickým stabilizátorem 78L05.

Většina součástek generátoru je připájena na desce s univerzálními plošnými spoji. Deska a zbývající součástky jsou vestavěny do malé ploché plastové skříňky. Na horní stěně skříňky jsou všechny ovládací a indikační prvky. Potenciometr R2 má knoflík se šipkou a je opatřen hrubě cejchovanou stupnicí. Pohled na generátor je na obr. 17.

funk 7/2003

Kalibrátor osciloskopu

Na obr. 19 je schéma jednoduchého kalibrátoru, pomocí kterého můžeme zkontrolovat funkci osciloskopu (citlivost vertikálních zesilovačů a odběhové rychlosti časové základny) a nastavit kmitočtovou kompenzaci děličů v jeho měřicích sondách.

Kalibrátor je vhodný i pro kontrolu funkce a citlivosti 3,5místných digitálních multimetrů (na napěťových rozsazích ss i st).

Podle polohy přepínače MODE (S1) poskytuje kalibrátor na svém výstupu stejnosměrné napětí (DC) nebo obdélníkový signál o kmitočtu 1 kHz se střídou přibližně 1 : 1 (SQUARE).

Stejnosměrné výstupní napětí se rovná mezivrcholovému napětí obdélníkového signálu a přepínačem OUT VOLTAGE (S2) je lze volit v rozmezí 10 V až 1 mV s posloupností 10, 5, 2, 1 atd.

Kalibrátor obsahuje zdroj referenčního napětí, astabilní multivibrátor a vástupní dělič napětí.

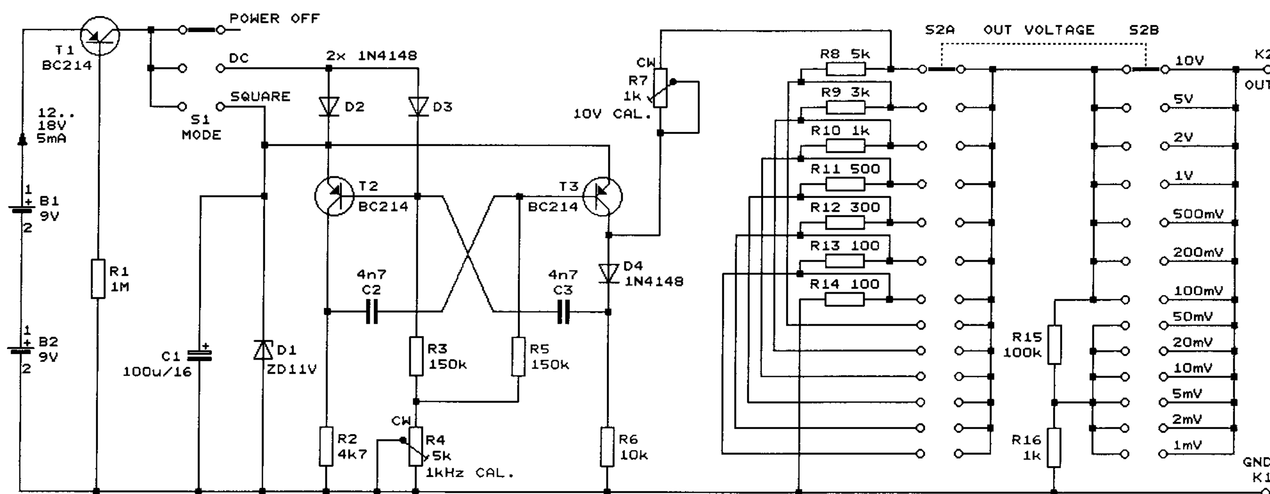
Referenční napětí 11 V je stabilizováno Zenerovou diodou D1, která je napájena přes tranzistor T1 napětím 12 až 18 V ze dvou destičkových baterií. Tranzistor T1 je použit místo předřadného rezistoru a určuje proud Zenerovou diodou (asi 5 mA). Velikost proudu závisí na proudovém zesilovacím činiteli tranzistoru T1 a potřebná velikost produ se nastavuje změnou odporu rezistoru R1. Napájení se vypíná přepínačem S1 (poloha POWER OFF).

Referenčním napětím je napájen astabilní multivibrátor s tranzistory T2 a T3. Kmitočet multivibrátoru 1 kHz se nastavuje (např. pomocí čítače) trimrem R4. Obdélníkový kalibrační signál se odebírá z kolektoru tranzistoru T3. Dioda D4 zajišťuje dostatečnou strmost sestupných hran signálu tím, že odděluje kolektor T3 od pozvolna exponenciálně klesajícího napětí na rezistoru R6. V poloze DC přepínače S1 je tranzistor T2 udržován diodami D2 a D3 vypnutý a tranzistor T3 je trvale sepnutý. Na kolektoru T3 je tak stejnosměrné kalibrační napětí o velikosti mezivrcholového napětí obdélníkového signálu.

Kalibrační napětí z kolektoru T3 je vedeno na výstup OUT kalibrátoru přes dvoustupňový odporový dělič s rezistory R8 až R16. Odbočky děliče se přepínají dvoupólovým třináctipolohovým přepínačem S2 (když oželíme výstupní napětí 1 mV, postačí přepínač dvanáctipolohový). Přesná velikost výstupního napětí (např. 10 V) se nastavuje trimrem R7 (pomocí dobrého číslicového multimetru).

Rezistory v děliči by měly mít přesnost 0,1 % (popř. jsou složeny z více kusů). Kondenzátory C2 a C3 jsou fóliové. Tranzistory T1 až T3 lze nahradit běžnými typy (např. BC557B apod.).

Ham Hum, červenec 2003



Obr. 19. Kalibrátor osciloskopu